

Grau en enginyeria electrònica industrial i automàtica

Carles Rabell Sala

# Carregador sense fils per a vehicle elèctric

Director: Victor Manuel Suñe Socias

Codirector: Manuel Lamich Arocas

Gener de 2019

## Índex

<b>Sumari de figures .....</b>	<b>V</b>
<b>Sumari de taules.....</b>	<b>VIII</b>
<b>1. Introducció .....</b>	<b>1</b>
1.1. Abstract.....	1
1.2. Objecte del treball .....	1
1.3. Abast del treball .....	1
1.4. Requeriments del treball.....	1
1.5. Utilitat del treball .....	1
<b>2. Desenvolupament.....</b>	<b>2</b>
2.1. Antecedents .....	2
2.2. Plantejament.....	4
2.3. Desenvolupament de la solució escollida.....	7
2.3.1. Bobines i Condensadors .....	7
2.3.2. Font de tensió contínua .....	21
2.3.3. Transistor MOSFET i circuits auxiliars.....	25
2.3.4. Circuits de detecció pas per zero, de mesura de freqüència, de detecció de sobrecorrent i de mesura de tensió .....	30
2.3.5. Simulació del circuit .....	40
2.3.6. Microcontrolador .....	41
2.3.7. Placa circuit imprès .....	44
2.4. Resultats experimentals.....	48
<b>3. Resum de resultats .....</b>	<b>55</b>
3.1. Pressupost.....	55
3.2. Conclusions .....	58
3.3. Treball futur .....	58
3.4. Referències.....	59
<b>ANNEXES.....</b>	<b>61</b>
Càlculs inductors teòrics.....	61
Fórmula 1.....	61
Formula 2.....	65
Taules càlculs teòrics .....	70
Càlculs coeficient acoblament .....	73
Drills i plans PCB .....	75

## Sumari de figures

Il·lustració 1. Acoblament magnètic amb ressonància .....	2
Il·lustració 2. Acoblament magnètic sense ressonància .....	2
Il·lustració 3. Carregador estàtic .....	3
Il·lustració 4. Carregador dinàmic .....	3
Il·lustració 5. Gràfica tensió en borns de la bobina.....	4
Il·lustració 6. Circuit ressonant LC.....	4
Il·lustració 7. Circuit ressonant LC amb bobina i càrrega acoblada .....	4
Il·lustració 8. Gràfica tensió en borns de la bobina emissora amb atenuació .....	4
Il·lustració 9. Gràfica tensió en borns de la bobina emissora amb més atenuació.....	5
Il·lustració 10. Circuit Ressonant LC emissor acoblat amb circuit ressonant LC receptor .....	5
Il·lustració 11. Circuit ressonant LC emissor amb commutador acoblat amb circuit ressonant LC receptor .....	5
Il·lustració 12. Circuit ressonant LC emissor amb MOSFET acoblat amb circuit ressonant LC receptor .....	5
Il·lustració 13. Vista lateral de la bobina en espiral plana .....	8
Il·lustració 14. Vista de la planta de la bobina en espiral plana .....	8
Il·lustració 15. Bobines experimentals .....	11
Il·lustració 16. Bobines experimentals .....	11
Il·lustració 17. Voltatges bobina emissora i receptora concèntriques, 250 mm de distància vertical i 50 kHz .....	13
Il·lustració 18. Voltatges bobina emissora i receptora concèntriques, 250 mm de distància vertical i 100 kHz .....	14
Il·lustració 19. Voltatges bobina emissora i receptora concèntriques, 250 mm de distància vertical i 200 kHz .....	14
Il·lustració 20. Voltatges bobina emissora i receptora concèntriques, 200 mm de distància vertical i 50 kHz .....	15
Il·lustració 21. Voltatges bobina emissora i receptora concèntriques, 200 mm de distància vertical i 100 kHz .....	15
Il·lustració 22. Voltatges bobina emissora i receptora concèntriques, 200 mm de distància vertical i 200 kHz .....	16
Il·lustració 23. Voltatges bobina emissora i receptora a 250 mm de distància lateral, 250 mm de distància vertical i 50 kHz.....	16
Il·lustració 24. Voltatges bobina emissora i receptora a 250 mm de distància lateral, 250 mm de distància vertical i 100 kHz.....	17
Il·lustració 25. Voltatges bobina emissora i receptora a 250 mm de distància lateral, 250 mm de distància vertical i 200 kHz.....	17
Il·lustració 26. Voltatges bobina emissora i receptora a 250 mm de distància lateral, 200 mm de distància vertical i 50 kHz.....	18
Il·lustració 27. Voltatges bobina emissora i receptora a 250 mm de distància lateral, 200 mm de distància vertical i 100 kHz.....	18
Il·lustració 28. Voltatges bobina emissora i receptora a 250 mm de distància lateral, 200 mm de distància vertical i 200 kHz.....	19
Il·lustració 29. Esquema rectificadors i condensadors.....	21
Il·lustració 30. Esquema final rectificador.....	22
Il·lustració 31. Alimentació i sistema de seguretat experimental.....	22
Il·lustració 32. Pont de díodes experimental .....	22
Il·lustració 33. Resistències de descàrrega experimentals.....	23
Il·lustració 34. Condensadors experimentals .....	23

Il·lustració 35. Sistema alimentació i rectificador experimental.....	23
Il·lustració 36. Senyal rectificat (amb sonda dividint entre 200 i oscil·loscopi multiplicant per 100) .....	24
Il·lustració 37. Senyal tensió rectificada durant la descàrrega (amb sonda dividint entre 200 i oscil·loscopi multiplicant per 100) .....	24
Il·lustració 38. Esquema driver principal .....	25
Il·lustració 39. Esquema sistema ressonant amb MOSFET i driver .....	26
Il·lustració 40. Gràfica tensió node drenador transistor principal .....	26
Il·lustració 41. Gràfica corrent node drenador transistor principal .....	27
Il·lustració 42. Gràfica característiques tensió Vgs segons Vds i Id.....	27
Il·lustració 43. Esquema <i>driver</i> auxiliar .....	28
Il·lustració 44. Esquema sistema ressonant amb MOSFET i transistor auxiliar .....	28
Il·lustració 45. Gràfica tensió drenador transistor principal .....	29
Il·lustració 46. Gràfica corrent drenador transistor principal .....	29
Il·lustració 47. Comparador del circuit de detecció de pas per zero.....	30
Il·lustració 48. Esquema general junt amb circuit de pas per zero .....	31
Il·lustració 49. Circuit auxiliar simulador microcontrolador.....	31
Il·lustració 50. Circuit auxiliar simulador microcontrolador.....	31
Il·lustració 51. Gràfica superior: Tensió drenador-font del transistor principal Gràfica inferior: tensió obtinguda al comparador de detecció de pas per zero .....	32
Il·lustració 52. Esquema base circuit de mesura de tensió drenador-font del transistor principal .....	32
Il·lustració 53. Esquema mesura de tensió drenador-font .....	33
Il·lustració 54. Esquema general junt amb circuit mesura de tensió Vds .....	34
Il·lustració 55. Gràfica tensió mesurada drenador-font del transistor principal .....	34
Il·lustració 56. Esquema mesura de freqüència del sistema.....	35
Il·lustració 57. Esquema general junt amb circuit de mesura de freqüència.....	35
Il·lustració 58. Gràfica tensió mesurada de freqüència .....	36
Il·lustració 59. Esquema detecció corrent límit.....	37
Il·lustració 60. Esquema general junt amb circuit de detecció de sobrecorrent .....	38
Il·lustració 61. Circuit simulació microcontrolador detecció límit de corrent .....	38
Il·lustració 62. Esquema final amb programa de simulació LTSpice .....	39
Il·lustració 63. Tensió en borns de la resistència de càrrega (50 $\Omega$ ) .....	40
Il·lustració 64. Mapa d'alimentacions del sistema .....	44
Il·lustració 65. Esquema entrades i sortides control PCB.....	45
Il·lustració 66. Esquema final ALTIUM.....	45
Il·lustració 67. Esquema pistes capa superior .....	46
Il·lustració 68. Esquema pistes capa inferior.....	46
Il·lustració 69. PCB vista superior real sense components .....	47
Il·lustració 70. PCB vista superior real amb components .....	47
Il·lustració 71. Font de tensió aïllada lenta .....	48
Il·lustració 72. Font de tensió aïllada ràpida .....	48
Il·lustració 73. Circuit receptor amb resistència 47 $\Omega$ i 50 W.....	48
Il·lustració 74. Circuit receptor amb resistència 680 $\Omega$ i 300 W.....	48
Il·lustració 75. Solució error pins transistor principal .....	49
Il·lustració 76. Traça superior: tensió Vgs amb la sonda connectada correctament; Traça inferior: diferència de tensió entre el node terra de la font de tensió aïllada ràpida i el node font del transistor principal.....	50
Il·lustració 77. Traça superior: tensió Vgs amb la sonda connectada correctament; Traça inferior: diferència de tensió entre el node terra de la font de tensió aïllada lenta i el node font del transistor principal. ....	51

Il·lustració 78. Condensador afegit en els nodes porta i font del transistor principal .....	51
Il·lustració 79. Tensió $V_{gs}$ (superior) i tensió $V_{ds}$ (inferior) amb condensador de 2 nF alimentant tot el sistema a 34 V amb la font aïllada lenta .....	52
Il·lustració 80. Tensió $V_{gs}$ (superior) i tensió $V_{ds}$ (inferior) del transistor principal amb trafo 230-35, rectificador i càrrega de 47 $\Omega$ .....	52
Il·lustració 81. Tensió $V_{gs}$ (superior) i tensió $V_{ds}$ (inferior) del transistor principal amb trafo 230-70, rectificador i càrrega de 47 $\Omega$ .....	53
Il·lustració 82. Condicions finals d'operació .....	53
Il·lustració 83. Muntatge final real amb una tensió d'entrada de 100 VAC, commutació forçada del transistor principal i resistència de càrrega de 47 $\Omega$ .....	54
Il·lustració 84. Tensió $V_{gs}$ del transistor principal amb tensió als borns de la resistència de càrrega del circuit receptor .....	54

## Sumari de taules

Taula 1. Característiques físiques de les bobines.....	8
Taula 2. Resultats valors de inductància .....	10
Taula 3. Valors a 250 mm d'altura entre bobines concèntriques. Le, valor inductància bobina emissora; Re, valor resistència equivalent bobina emissora; Lr, valor inductància bobina receptora; Rr, valor resistència equivalent bobina receptora. ....	11
Taula 4. Valors a 200 mm d'altura entre bobines concèntriques. Le, valor inductància bobina emissora; Re, valor resistència equivalent bobina emissora; Lr, valor inductància bobina receptora; Rr, valor resistència equivalent bobina receptora. ....	11
Taula 5. Valors a 250 mm d'altura i 250 mm laterals entre el centre de les bobines. Le, valor inductància bobina emissora; Re, valor resistència equivalent bobina emissora; Lr, valor inductància bobina receptora; Rr, valor resistència equivalent bobina receptora. ....	12
Taula 6. Valors a 200 mm d'altura i 250 mm laterals entre el centre de les bobines. Le, valor inductància bobina emissora; Re, valor resistència equivalent bobina emissora; Lr, valor inductància bobina receptora; Rr, valor resistència equivalent bobina receptora. ....	12
Taula 7. Valors error relatiu resultats experimentals respecte els teòrics .....	12
Taula 8. Valors dels voltatges pic a pic de cada bobina i coeficient d'acoblament a 250 mm de distància vertical i concèntriques.....	14
Taula 9. Valors voltatges pic a pic de cada bobina i coeficient d'acoblament a 200 mm de distància vertical i concèntriques.....	16
Taula 10. Valors voltatges pic a pic de cada bobina i coeficient d'acoblament a 250 mm de distància vertical i 250 mm de distància lateral entre cada centre .....	17
Taula 11. Valors voltatges pic a pic de cada bobina i coeficient d'acoblament a 200 mm de distància vertical i 250 mm de distància lateral entre cada centre .....	19
Taula 12. Models i característiques dels condensadors.....	21
Taula 13. Taula pressupost.....	55

# 1. Introducció

## 1.1. Abstract

En aquest treball de final de grau es realitza el disseny i la implementació d'un carregador sense fils per a vehicles elèctrics. El carregador es basa en l'acoblament magnètic entre dues bobines, una situada en el mateix carregador a l'exterior del vehicle i l'altra dins del vehicle. En el procés de disseny s'ha escollit la topologia del circuit ressonant, se n'han seleccionat els components i se n'ha comprovat el funcionament usant el simulador LTSpice.

A continuació s'ha implementat un circuit rectificador monofàsic per alimentar el circuit ressonant, s'han construït les bobines, s'ha implementat en una placa de circuit imprès (PCB) el circuit de control del circuit ressonant i s'han obtingut resultats experimentals.

## 1.2. Objecte del treball

Disseny i la implementació d'un carregador sense fils per a vehicles elèctrics.

## 1.3. Abast del treball

El treball abasta el disseny del carregador fins a la bobina receptora.

## 1.4. Requeriments del treball

L'entrada del carregador serà de xarxa a 230 V i 50 Hz.

La potència de sortida a la bobina receptora serà de 70 W.

## 1.5. Utilitat del treball

Actualment el mercat de vehicles elèctrics està augmentant a causa de la contaminació i dels problemes que comporta l'ús del petroli pels vehicles amb motor de combustió, però aquests nous vehicles tenen inconvenients com per exemple la durada de la càrrega de les bateries i el seu rang d'autonomia. Centrant-nos en la part de la càrrega, el mètode més utilitzat és via un cable endollat al vehicle com qualsevol aparell electrònic. Aquest sistema es pot millorar traient el cable físic de manera que el vehicle pugui prescindir d'estar endollat.

## 2. Desenvolupament

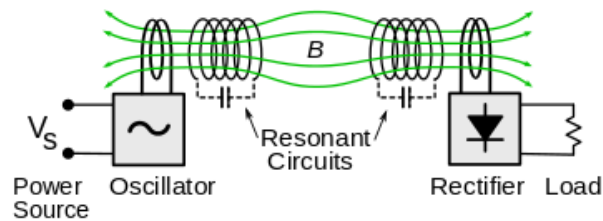
### 2.1. Antecedents

Podem distingir segons el tipus d'acoblament magnètic i segons si la càrrega es realitza amb el vehicle aturat o en marxa.

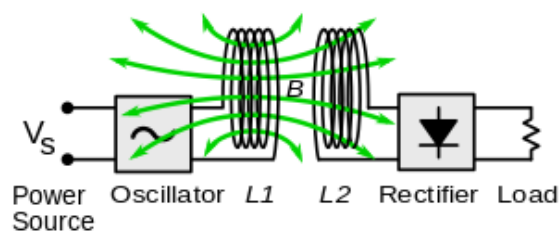
L'acoblament magnètic pot ser amb ressonància o sense:

1. **Acoblament magnètic amb ressonància.** S'utilitza una bobina emissora connectada a una font i una o dues bobines receptores, aconseguint la ressonància a partir dels condensadors que es troben en borns de cada bobina. Com a avantatge tenim que presenta una alta eficiència de càrrega. Té l'inconvenient que és una implementació més complexa, comparat amb l'acoblament sense ressonància. Amb aquest sistema tenim un rang d'entre uns quants centímetres i algun metre de distància entre les bobines acoblades. (1)
2. **Acoblament magnètic sense ressonància.** S'utilitza una bobina emissora connectada a una font i una o dues bobines receptores però no hi ha ressonància. Com a avantatge tenim que presenta una implementació més simple a causa de l'absència dels condensadors però com a desavantatge el sistema tendeix a escalfar-se i necessita una millor alineació entre bobines acoblades per tenir una bona eficiència. Amb aquest sistema tenim un rang d'entre alguns mil·límetres fins a uns quants centímetres de distància entre les bobines que enviem energia. (1)

En les figures 1 i 2 s'il·lustren els acoblaments esmentats.



IL·LUSTRACIÓ 1. ACOBLAMENT MAGNÈTIC AMB RESSONÀNCIA



IL·LUSTRACIÓ 2. ACOBLAMENT MAGNÈTIC SENSE RESSONÀNCIA



La càrrega amb el vehicle aturat s'anomena estàtica i la càrrega amb el vehicle en marxa s'anomena dinàmica. En la càrrega estàtica, il·lustrada a la figura 3, només hi intervenen dues bobines: la situada en el vehicle, dita emissora, i la situada en el carregador, que s'anomena receptora. Ambdues bobines estan alineades, amb la qual cosa s'aconsegueix una transferència d'energia relativament bona.

En la càrrega dinàmica, il·lustrada a la figura 4, les bobines emissores són múltiples i estan distribuïdes al llarg del recorregut del vehicle. A mesura que aquest es desplaça, la bobina receptora situada en ell es va acoblant amb les diferents bobines emissores. En la càrrega dinàmica la transferència d'energia és menys eficient que en el cas de càrrega estàtica però, evidentment, presenta l'avantatge que el vehicle no necessita aturar-se.

En el present projecte s'ha escollit un acoblament inductiu amb ressonància per a càrrega estàtica.



IL·LUSTRACIÓ 3. CARREGADOR ESTÀTIC

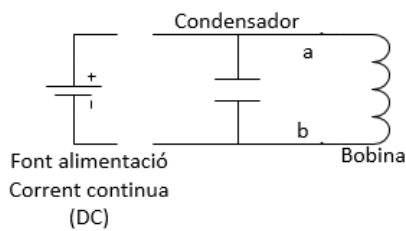


IL·LUSTRACIÓ 4. CARREGADOR DINÀMIC

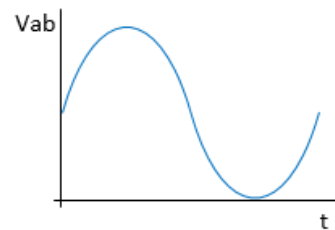
## 2.2. Plantejament

El circuit base d'on partim és un circuit ressonant LC que consta d'un condensador i una bobina en paral·lel (figura 6). El funcionament d'aquest circuit és el següent. Es connecta una font de corrent continua en borns del condensador fins que aquest es carrega (provocant pics de corrent molt elevats). Tot seguit es desconnecta la font de tensió i el resultat obtingut és una tensió sinusoidal (figura 5) de freqüència ressonant del circuit, que té per expressió:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{CL}}$$

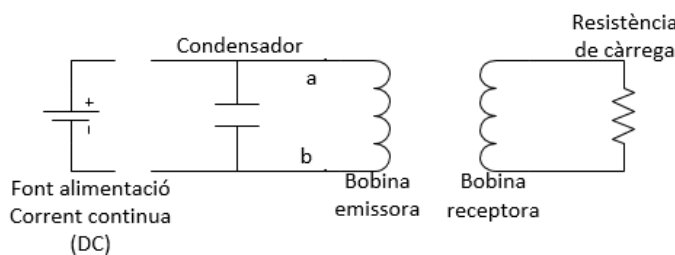


IL·LUSTRACIÓ 6. CIRCUIT RESSONANT LC

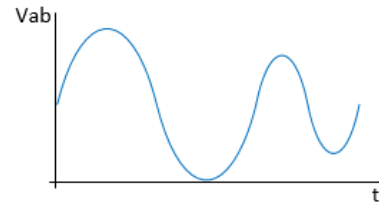


IL·LUSTRACIÓ 5. GRÀFICA TENSÍO EN BORNES DE LA BOBINA

Un cop tenim una tensió que oscil·la en els borns de la bobina podem, via acoblament magnètic, transmetre energia a la càrrega (figura 7). Com a resultat, la tensió en borns de la bobina emissora es va atenuant al llarg del temps (figura 8).

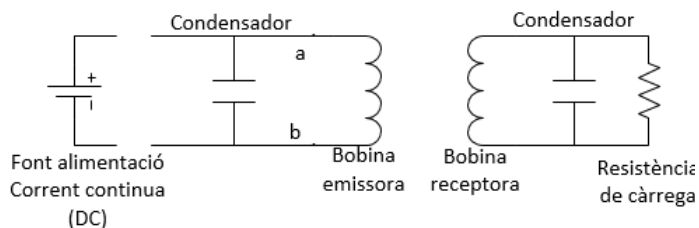


IL·LUSTRACIÓ 7. CIRCUIT RESSONANT LC AMB BOBINA I CÀRREGA ACOBLADA

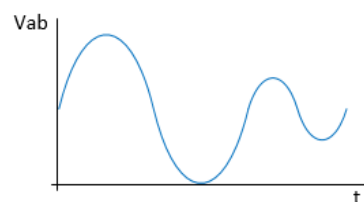


IL·LUSTRACIÓ 8. GRÀFICA TENSÍO EN BORNES DE LA BOBINA EMISSORA AMB ATENUACIÓ

Per augmentar l'eficiència del sistema, afegim condensadors en borns de la bobina receptora (figura 10) per tal de tenir un altre circuit LC ressonant amb la mateixa freqüència de ressonància que el circuit emissor. Ara l'atenuació és molt més ràpida que en el cas anterior (figura 9).

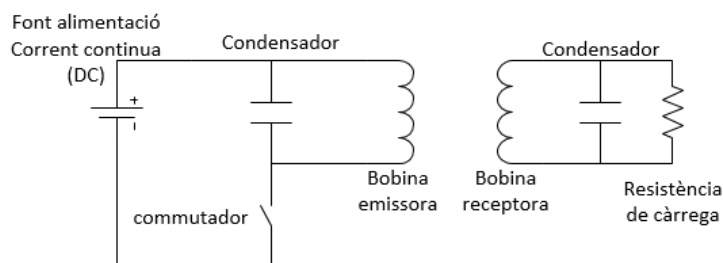


IL·LUSTRACIÓ 10. CIRCUIT RESSONANT LC EMISSOR ACOBLAT AMB CIRCUIT RESSONANT LC RECEPTOR



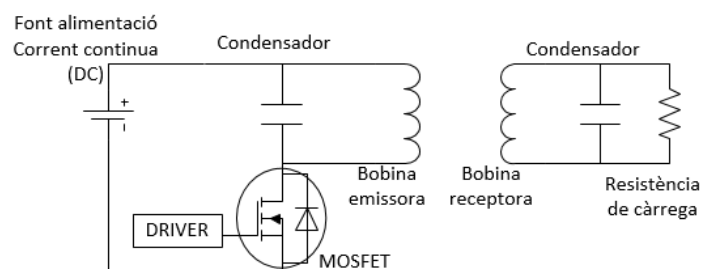
IL·LUSTRACIÓ 9. GRÀFICA TENSÍO EN BORNs DE LA BOBINA EMISSORA AMB MÉS ATENUACIÓ

Per mantenir la transmissió d'energia en el temps, la font de tensió contínua s'ha d'anar connectant al circuit ressonant emissor periòdicament (figura 11). El període serà el corresponent al de la freqüència de ressonància del sistema.



IL·LUSTRACIÓ 11. CIRCUIT RESSONANT LC EMISSOR AMB COMMUTADOR ACOBLAT AMB CIRCUIT RESSONANT LC RECEPTOR

A la pràctica, el commutador s'implementarà mitjançant un transistor MOSFET controlat per un *driver* (figura 12).



IL·LUSTRACIÓ 12. CIRCUIT RESSONANT LC EMISSOR AMB MOSFET ACOBLAT AMB CIRCUIT RESSONANT LC RECEPTOR

D'acord amb el que hem comentat fins ara, el carregador estarà constituït per tres blocs principals. El primer bloc estarà format per la bobina emissora, la bobina receptora i els condensadors. El disseny i la implementació d'aquests es descriuen en la secció 2.3.1. El segon bloc el constituirà la font de tensió contínua. El disseny el trobem en l'apartat 2.3.2. Finalment, el tercer bloc el formaran el transistor MOSFET i el conjunt de circuits auxiliars necessaris, descrits en la secció 2.3.3.

A banda dels tres blocs esmentats més amunt, el carregador inclourà un circuit de detecció de pas per zero de la tensió en borns de la bobina emissora, un circuit de detecció d'excés de corrent en el MOSFET, un circuit de mesura de la freqüència de ressonància i un circuit d'obtenció de la tensió en borns de la bobina emissora. Aquests quatre circuits es descriuen en la secció 2.3.4.

La simulació del circuit dissenyat es realitza en l'apartat 2.3.5.

El microcontrolador encarregat de controlar el sistema i el seu codi es descriu en la secció 2.3.6.

Els condensadors ressonants, el commutador i els circuits anteriors s'han inclòs en una placa de circuit imprès (PCB), el disseny i implementació de la qual es descriuen a la secció 2.3.7.

## 2.3. Desenvolupament de la solució escollida

### 2.3.1. Bobines i Condensadors

#### 2.3.1.1. Consideracions prèvies sobre les bobines

Les bobines emissora i receptora seran iguals.

Per acoblar magnèticament dues bobines és important tenir en compte: forma, mida, material, nucli, orientació i distància entre ambdues, freqüència de treball i valor d'inductància.

##### 1. Forma

La forma escollida per les nostres bobines és la circular plana per raons de volum: a l'anar incorporada a la part inferior del vehicle, la bobina no pot sobresortir d'aquest.

##### 2. Mida i material

El diàmetre escollit ha sigut de 500 mm exteriors, ja que hem cregut que és una superfície raonable per col·locar sota un vehicle. Cada bobina està formada per 6 espires i cada espira està implementada amb cable de Litz de 25 cables de coure aïllats. (2)

##### 3. Nucli

Els nuclis de les bobines seran d'aire. S'ha considerat que un nucli ferromagnètic suposaria massa volum i pes.

##### 4. Orientació i distància

Les dues bobines es situaran concèntricament per maximitzar l'eficiència en la transmissió d'energia. La distància entre elles serà de 250 mm, alçada recomanada per la SAE (*Society of Automotive Engineers*) (3).

##### 5. Freqüència de treball

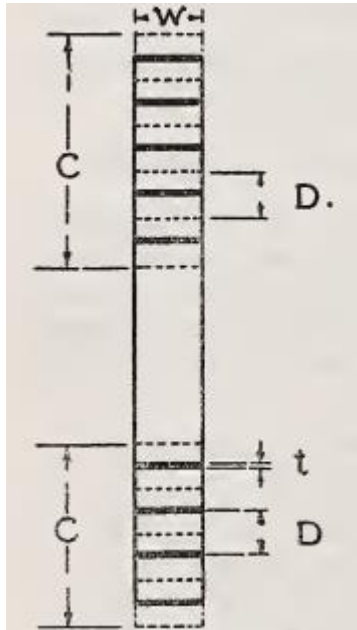
La freqüència recomanada per la SAE és de 85 kHz nominals (4). Per tal d'incrementar la transferència d'energia, però, en el nostre prototip hem optat per una freqüència de 100 kHz.

## 2.3.1.2. Càlcul teòric de la inductància

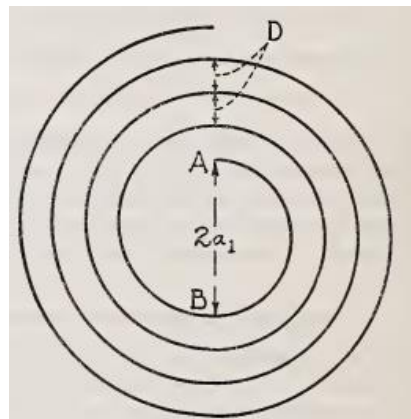
Les fórmules per calcular la inductància han sigut extretes del document “*Tables for the calculation of the inductance of circular coils of rectangular cross section*” (5).

Utilitzarem dues fórmules diferents per confirmar el valor i després poder comparar-lo amb el valor experimental.

Les variables de les fórmules estan extretes segons les figures 13 i 14. A la taula 1 és donen els valors de les variables per el nostre cas.



IL·LUSTRACIÓ 13. VISTA LATERAL DE LA BOBINA EN ESPIRAL PLANA



IL·LUSTRACIÓ 14. VISTA DE LA PLANTA DE LA BOBINA EN ESPIRAL PLANA

TAULA 1. CARACTERÍSTIQUES FÍSQUES DE LES BOBINES

	Bobina emissora	Bobina receptora
w (mm)	1.5	1.5
2*a1 (mm)	447	450
C (mm)	19	20
D (mm)	3	3
t (mm)	1.5	1.5
n (número d'espises)	6	6
Diàmetre exterior (mm)	485	490

**Formula 1.-** Aquesta fórmula és millor per el càlcul de inductàncies llargues:

$$L\mu = 0.002\pi^2 \left(\frac{2a}{b}\right) n^2 a K' \quad [1]$$

El valor  $K'$  es treu de la taula A dels annexes, a partir dels següents valors:

$$\frac{c}{2a} \quad \frac{b}{c},$$

on,

$$b = w$$

$$c = nD$$

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n+1)D$$

**Formula 2.-** Aquesta segona és millor per el càlcul d'inductàncies en espiral:

$$L\mu = 0.001n^2 a P' \quad [2]$$

El valor  $P'$  es treu de la mateixa taula A dels annexes anterior, a partir dels següents valors:

$$\frac{c}{2a} \quad \frac{b}{c},$$

on, igual que en la fórmula [1],

$$b = w$$

$$c = nD$$

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n+1)D$$

Per totes dues fórmules contem amb una tercera formula per tal de corregir el valor final d'impedància:

$$\Delta L_e = 0.01257na(A_1 + B_1), \quad [3]$$

amb

$$\frac{\omega}{D} = \nu \quad \frac{t}{D} = \tau$$

$$A_1 = \log_e \frac{\nu + 1}{\nu + \tau}$$

$$B_1 = -2 \left[ \frac{n-1}{n} \delta_{12} + \frac{n-2}{n} \delta_{13} + \frac{n-3}{n} \delta_{14} + \dots + \frac{1}{n} \delta_{1n} \right]$$

Per els valors de  $\delta$  utilitzem la taula B dels annexes.

Els resultats es mostren a la taula 2.

TAULA 2. RESULTATS VALORS DE INDUCTÀNCIA

	Bobina emissora	Bobina receptora
Fórmula [1]	$42.02 \pm 0.462 \mu H$	$38.88 \pm 0.465 \mu H$
Fórmula [2]	$43.77 \pm 0.462 \mu H$	$45.23 \pm 0.465 \mu H$

Com podem veure, s'obtenen valors bastant semblants, tenint en compte que les bobines són pràcticament iguals confirmant que les fórmules són correctes. Més endavant utilitzarem aquests resultats per comparar-los amb els valors experimentals i així sabrem quina de les dues fórmules és més precisa.



## 2.3.1.3. Caracterització experimental de les bobines i coeficient d'acoblament

## 1. Inductàncies

A les figures 15 i 16, es mostren les bobines implementades.



IL·LUSTRACIÓ 16. BOBINES EXPERIMENTALS



IL·LUSTRACIÓ 15. BOBINES EXPERIMENTALS

Per poder obtenir el valor experimental de les inductàncies i resistències utilitzem un mesurador RLC. El mesurador permet escollir la freqüència en què mesurem. Hem escollit 50, 100 i 200 kHz. A més, s'han realitzat proves a diferents altures i desplaçaments laterals per conèixer si afecta en el valor d'inductància.

Els valors els trobem en les taules 3, 4, 5 i 6.

**TAULA 3. VALORS A 250 MM D'ALTURA ENTRE BOBINES CONCÈNTRIQUES.  $L_e$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA EMISSORA;  $R_e$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA EMISSORA;  $L_r$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA RECEPTORA;  $R_r$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA RECEPTORA.**

Freqüència	$L_e$	$R_e$	$L_r$	$R_r$
50 kHz	40.3 $\mu$ H	0.26 $\Omega$	40.0 $\mu$ H	0.18 $\Omega$
100 kHz	40.2 $\mu$ H	0.33 $\Omega$	40.0 $\mu$ H	0.25 $\Omega$
200 kHz	40.2 $\mu$ H	0.50 $\Omega$	39.9 $\mu$ H	0.35 $\Omega$

**TAULA 4. VALORS A 200 MM D'ALTURA ENTRE BOBINES CONCÈNTRIQUES.  $L_e$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA EMISSORA;  $R_e$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA EMISSORA;  $L_r$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA RECEPTORA;  $R_r$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA RECEPTORA.**

Freqüència	$L_e$	$R_e$	$L_r$	$R_r$
50 kHz	41.6 $\mu$ H	0.21 $\Omega$	41.0 $\mu$ H	0.25 $\Omega$
100 kHz	41.6 $\mu$ H	0.24 $\Omega$	40.9 $\mu$ H	0.33 $\Omega$
200 kHz	41.7 $\mu$ H	0.35 $\Omega$	40.8 $\mu$ H	0.44 $\Omega$

**TAULA 5. VALORS A 250 MM D'ALTURA I 250 MM LATERALS ENTRE EL CENTRE DE LES BOBINES.  $L_e$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA EMISSORA;  $R_e$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA EMISSORA;  $L_r$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA RECEPTORA;  $R_r$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA RECEPTORA.**

Freqüència	$L_e$	$R_e$	$L_r$	$R_r$
50 kHz	41.5 $\mu$ H	0.05 $\Omega$	40.2 $\mu$ H	0.16 $\Omega$
100 kHz	41.6 $\mu$ H	0.07 $\Omega$	40.1 $\mu$ H	0.22 $\Omega$
200 kHz	41.7 $\mu$ H	0.15 $\Omega$	40.1 $\mu$ H	0.32 $\Omega$

**TAULA 6. VALORS A 200 MM D'ALTURA I 250 MM LATERALS ENTRE EL CENTRE DE LES BOBINES.  $L_e$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA EMISSORA;  $R_e$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA EMISSORA;  $L_r$ , VALOR INDUCTÀNCIA BOBINA RECEPTORA;  $R_r$ , VALOR RESISTÈNCIA EQUIVALENT BOBINA RECEPTORA.**

Freqüència	$L_e$	$R_e$	$L_r$	$R_r$
50 kHz	41.7 $\mu$ H	0.04 $\Omega$	40.1 $\mu$ H	0.08 $\Omega$
100 kHz	41.7 $\mu$ H	0.06 $\Omega$	40.0 $\mu$ H	0.14 $\Omega$
200 kHz	41.8 $\mu$ H	0.13 $\Omega$	39.9 $\mu$ H	0.21 $\Omega$

Recordem que els valors teòrics d'inductància han sigut:  $L_e = 42.02 \mu H$  i  $L_r = 38.88 \mu H$ , segons la fórmula [1] i  $L_e = 43.77 \mu H$  i  $L_r = 45.23 \mu H$ , segons la fórmula [2].

Calculem les mitjanes de tots els valors obtinguts per cada bobina experimentalment (en totes condicions).

$$\overline{L_e} = \frac{40.3 + 40.2 + 4.2 + 41.6 + 41.6 + 41.7 + 41.5 + 41.6 + 41.7 + 41.7 + 41.7 + 41.8}{12} = 41.3 \mu H$$

$$\overline{L_r} = \frac{40 + 40 + 39.9 + 41 + 40.9 + 40.8 + 40.2 + 40.1 + 40.1 + 40.1 + 40 + 39.9}{12} = 40.25 \mu H$$

Aplicant la fórmula de l'error relatiu.

$$E_{rel} = \frac{|L_{mesurat} - L_{real}|}{L_{real}} \times 100 (\%)$$

Els resultats els trobem en la taula 7.

**TAULA 7. VALORS ERROR RELATIU RESULTATS EXPERIMENTALS RESPECTE ELS TEÒRICS**

	Bobina emissora	Bobina receptora
Error relatiu amb fórmula [1]	1.71%	3.52 %
Error relatiu amb fórmula [2]	5.64 %	11 %

Observem que la fórmula 1 s'ajusta més al nostre valor d'inductància, a més ens confirma que els valors teòrics són correctes.

## 2. Coeficient d'acoblament

El següent valor que ens interessa conèixer experimentalment és el coeficient d'acoblament entre bobines (K). Aquest el podem saber a partir del voltatge aplicat a la bobina emissora i el voltatge que rep la receptora, a part del seu valor experimental d'inductància (segons la freqüència i desplaçament). Apliquem les següents fórmules:

$$\left| \frac{V_o}{V_p} \right| = \frac{M}{L_1} \quad [4]$$

$$M = K * \sqrt{L_1 * L_2} \quad [5]$$

En l'expressió [4] trobem  $V_o$  com a valor de voltatge pic a pic de la bobina receptora en [V],  $V_p$  com a valor de voltatge pic a pic de la bobina emissora en [V], M valor autoinductància en [H] i  $L_1$  valor inductància emissora en [H].

En l'expressió [5] trobem el mateix valor M que la fórmula [4], K coeficient d'acoblament i  $L_1$  i  $L_2$  amb el mateix valor que en [4].

Aïllem la variable M de [4] i la iguaem amb l'expressió [5]

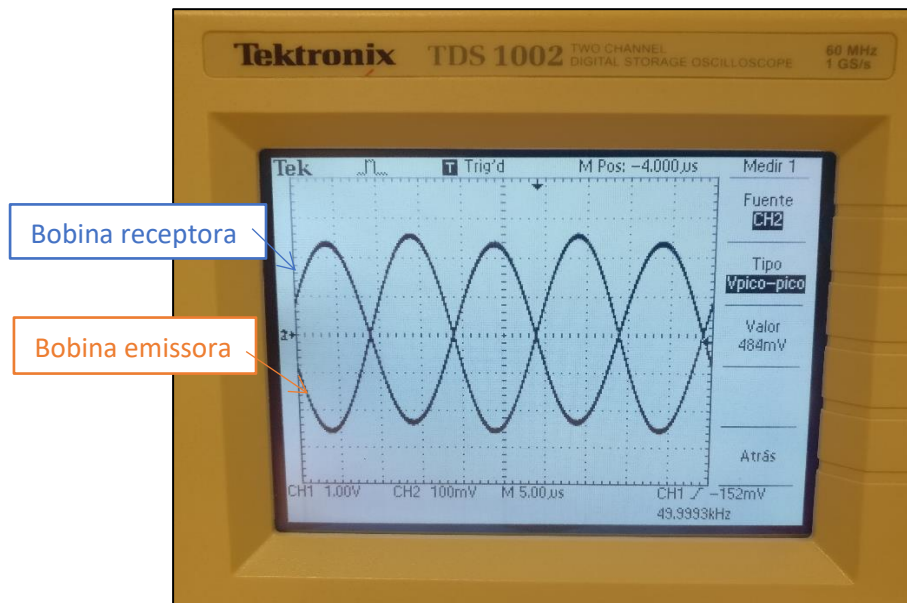
$$K * \sqrt{L_1 * L_2} = L_1 * \left| \frac{V_o}{V_p} \right| \quad [7]$$

Finalment de [7] aïllem K per trobar el valor del coeficient d'acoblament experimental:

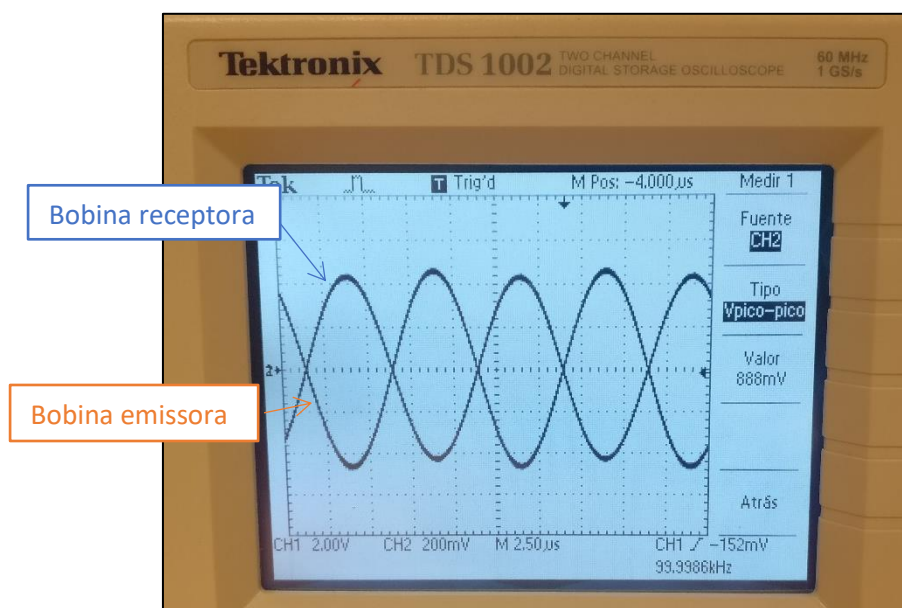
$$K = \frac{L_1 * \left| \frac{V_o}{V_p} \right|}{\sqrt{L_1 * L_2}} \quad [8]$$

El valor del coeficient ens variarà segons la col·locació de les bobines.

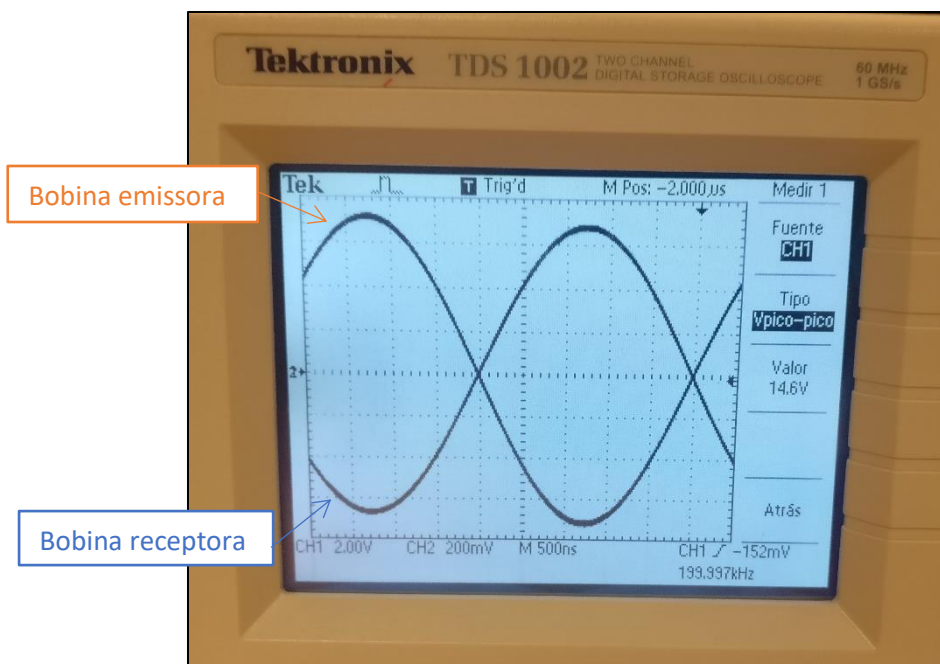
A les figures 17, 18 i 19 es mostren els voltatges de cada inductor (treballant a 50, 100 i 200 kHz respectivament) quan es troben concèntrics i a 250 mm de distància vertical. A la taula 8 es mostren els valors pic a pic de les tensions i el coeficient d'acoblament en cada cas.



IL·LUSTRACIÓ 17. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA CONCÈNTRIQUES, 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 50 KHz



IL·LUSTRACIÓ 18. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA CONCÈNTRIQUES, 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 100 KHz

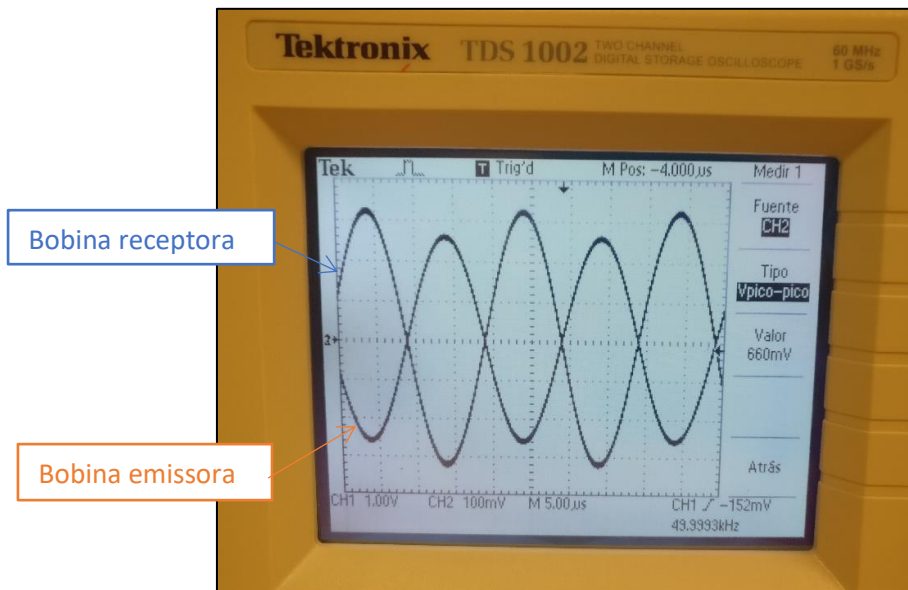


IL·LUSTRACIÓ 19. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA CONCÈNTRIQUES, 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 200 KHz

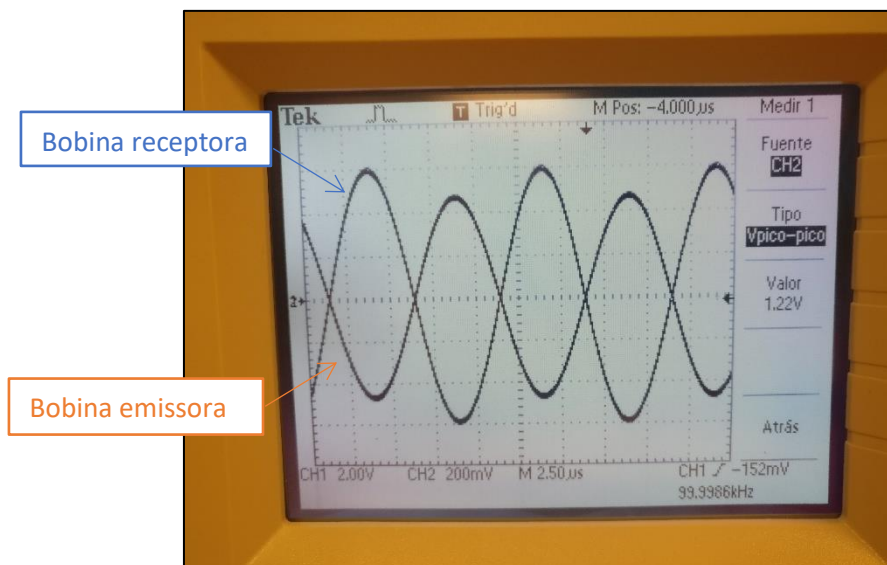
TAULA 8. VALORS DELS VOLTATGES PIC A PIC DE CADA BOBINA I COEFICIENT D'ACOBLEMENT A 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I CONCÈNTRIQUES

Freqüència	Voltatge pic a pic bobina emissora	Voltatge pic a pic bobina receptora	Coefficient d'acoblament (K)
50 kHz	5.24 V	484 mV	0.093
100 kHz	9.52 V	888 mV	0.094
200 kHz	14.6 V	1.38 V	0.095

Les següents figures 20, 21 i 22, corresponen als voltatges de cada bobina quan se situen concèntriques i a 200 mm de distància vertical (treballant a 50, 100 i 200 kHz respectivament). Tot seguit trobem la taula 9 que ens mostra els valors de voltatges pic a pic i el coeficient d'acoblament en cada cas.

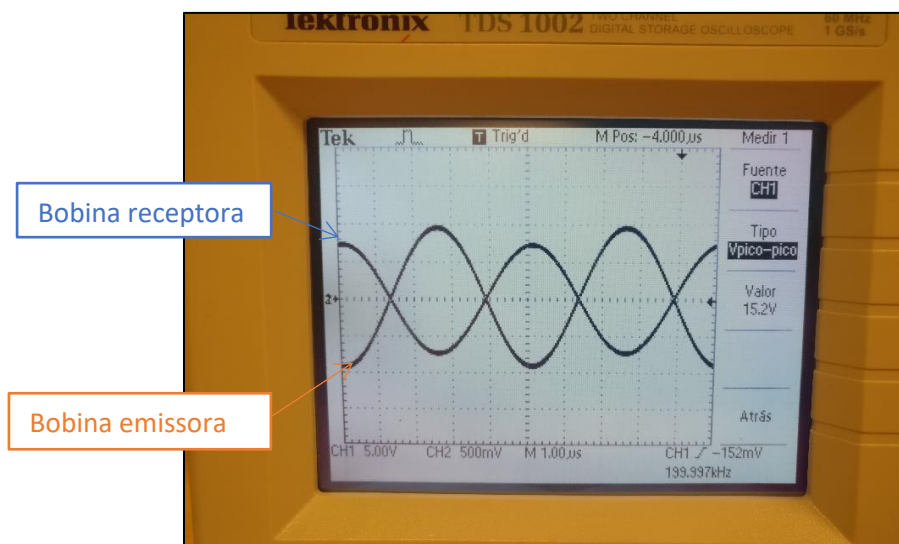


IL·LUSTRACIÓ 20. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA CONCÈNTRICUES, 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 50 KHz



IL·LUSTRACIÓ 21. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA CONCÈNTRICUES, 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 100 KHz



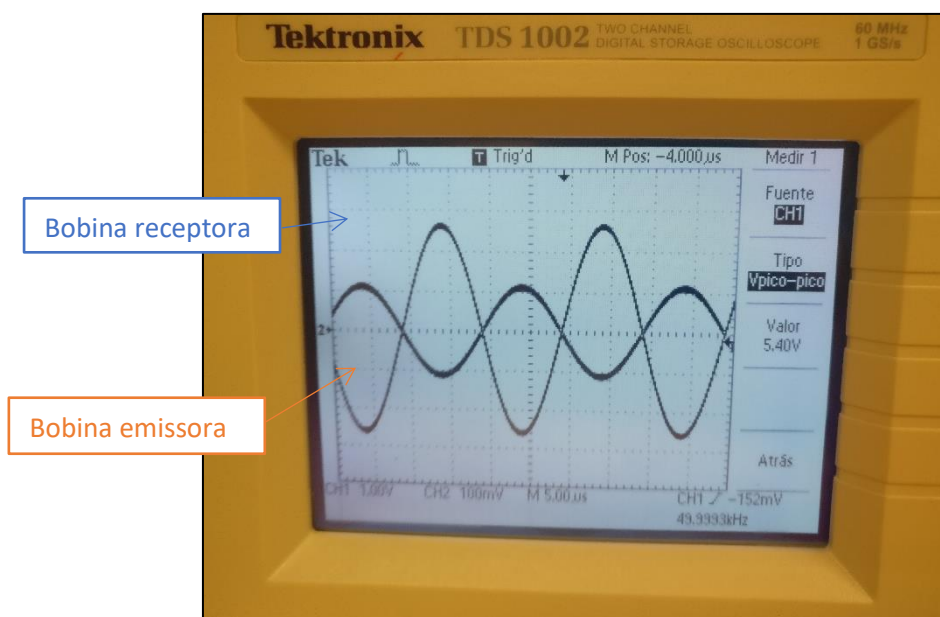


IL·LUSTRACIÓ 22. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA CONCÈNTRICS, 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 200 KHz

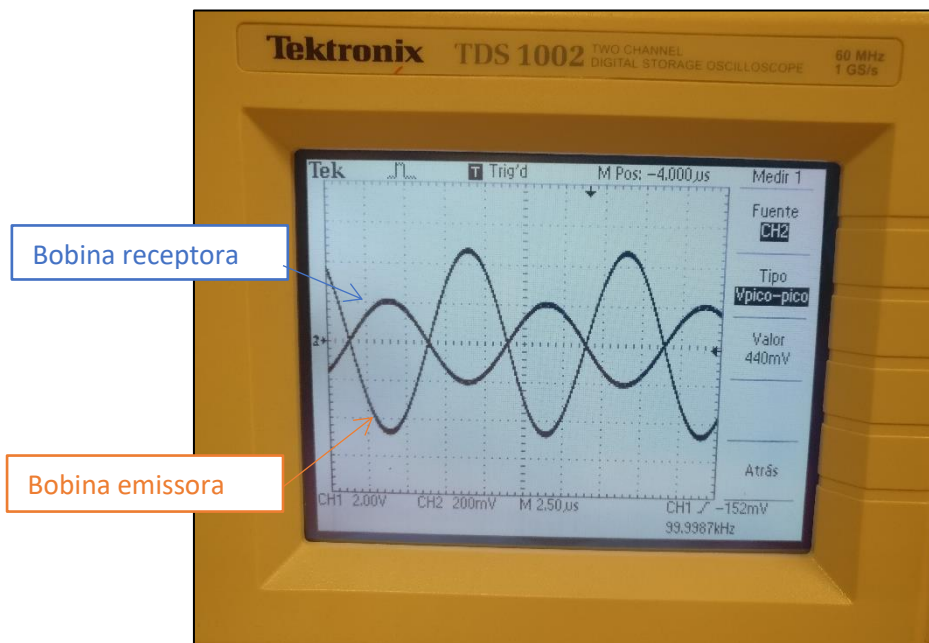
TAULA 9. VALORS VOLTATGES PIC A PIC DE CADA BOBINA I COEFICIENT D'ACOBLEMENT A 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I CONCÈNTRICS

Freqüència	Voltatge pic a pic bobina emissora	Voltatge pic a pic bobina receptora	Coefficient d'acoblament (K)
50 kHz	5.32 V	660 mV	0.125
100 kHz	9.60 V	1.22 V	0.128
200 kHz	15.2 V	1.95 V	0.130

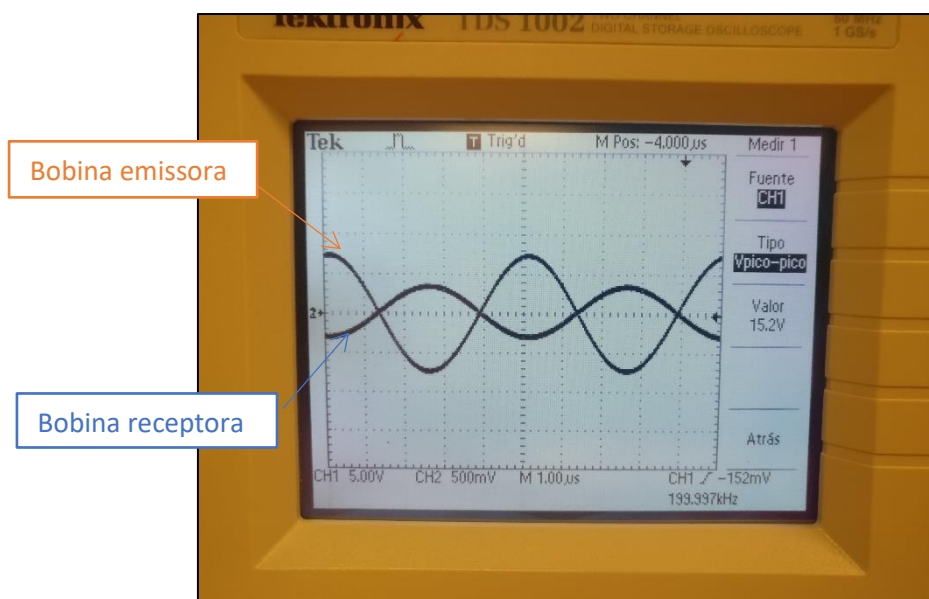
Les figures 23, 24 i 25 ens mostren els voltatges de cada bobina quan estan a 250 mm de distància lateral i a 250 mm de distància vertical (amb oscil·lacions a 50, 100 i 200 kHz respectivament). Seguidament trobem la taula 10 amb els voltatges pic a pic i el resultat del coeficient d'acoblament de cada cas.



IL·LUSTRACIÓ 23. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA A 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL, 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 50 KHz



IL·LUSTRACIÓ 24. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA A 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL, 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 100 KHz

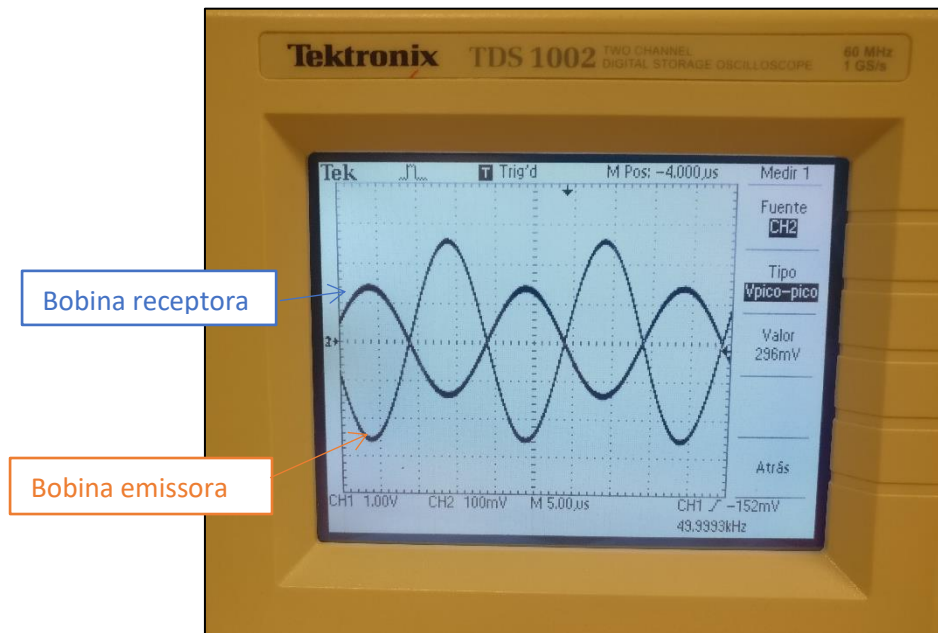


IL·LUSTRACIÓ 25. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA A 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL, 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 200 KHz

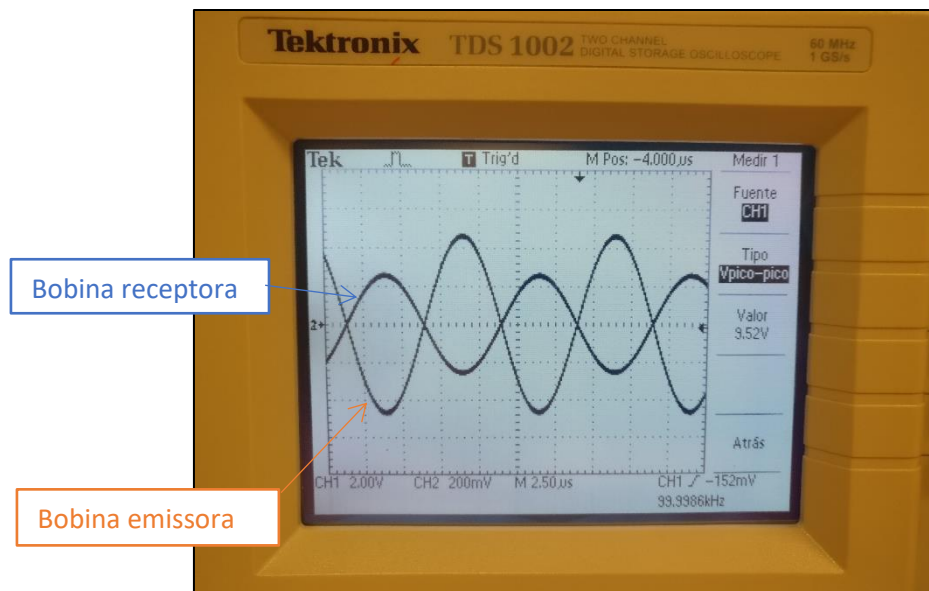
TAULA 10. VALORS VOLTATGES PIC A PIC DE CADA BOBINA I COEFICIENT D'ACOBLEMENT A 250 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL ENTRE CADA CENTRE

Freqüència	Voltatge pic a pic bobina emissora	Voltatge pic a pic bobina receptora	Coefficient d'acoblament (K)
50 kHz	5.32 V	240 mV	0.046
100 kHz	9.60 V	440 mV	0.047
200 kHz	15.2 V	720 mV	0.048

Les figures 26, 27 i 28 ens mostren els voltatges de cada bobina quan estan a 250 mm de distància lateral i a 200 mm de distància vertical (amb oscil·lacions a 50, 100 i 200 kHz respectivament). Seguidament trobem la taula 11 amb els voltatges pic a pic i el resultat del coeficient d'acoblament de cada cas.

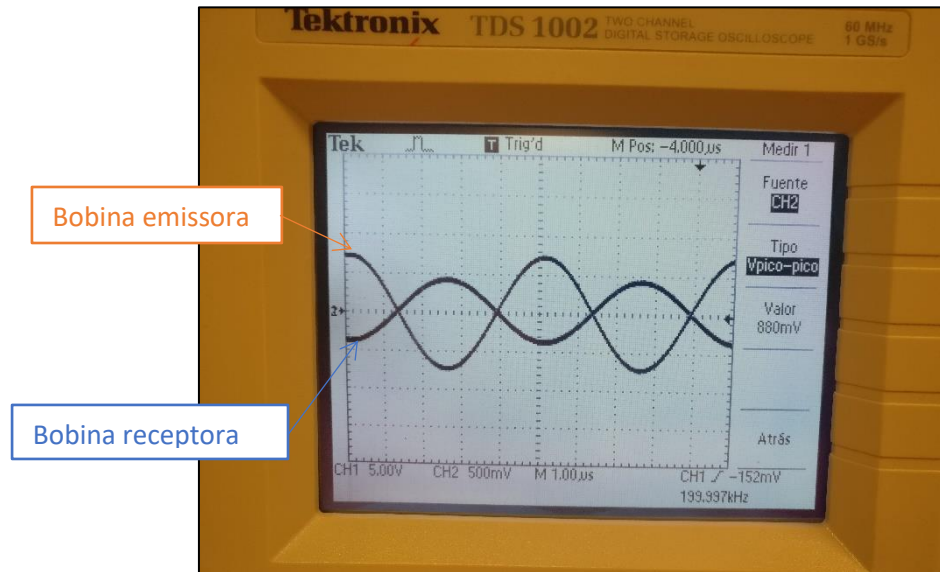


IL·LUSTRACIÓ 26. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA A 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL, 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 50 KHz



IL·LUSTRACIÓ 27. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA A 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL, 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 100 KHz





**IL·LUSTRACIÓ 28. VOLTATGES BOBINA EMISSORA I RECEPTORA A 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL, 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 200 KHz**

**TAULA 11. VALORS VOLTATGES PIC A PIC DE CADA BOBINA I COEFICIENT D'ACOBLEMENT A 200 MM DE DISTÀNCIA VERTICAL I 250 MM DE DISTÀNCIA LATERAL ENTRE CADA CENTRE**

Freqüència	Voltatge pic a pic bobina emissora	Voltatge pic a pic bobina receptora	Coefficient d'acoblement (K)
50 kHz	5.24 V	295 mV	0.057
100 kHz	9.52 V	535 mV	0.057
200 kHz	15.2 V	880 mV	0.060

Dels resultats obtinguts podem arribar a les següents conclusions:

- En les condicions previstes d'operació (bobines concèntriques i separades 250 mm el coeficient d'acoblement val aproximadament 0.1.
- El coeficient d'acoblement augmenta si mantenint les bobines concèntriques i la distància entre elles disminueix.
- El coeficient d'acoblement disminueix si les bobines deixen de ser concèntriques.

Si es volgués augmentar el coeficient d'acoblement, es podrien afegir làmines de ferrita en cada bobina per poder orientar els camps. Però per raons de cost i de temps no s'ha pogut realitzar.

## 2.3.1.4. Càlcul teòric de la capacitància

El valor s'aconsegueix aïllant-lo de la següent fórmula:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{CL}}$$

Comptant com a freqüència del sistema 100 kHz i utilitzant el valor d'inductància teòric, substituïm els valors:

$$100kHz * 2\pi = \sqrt{\frac{1}{C * 42.02\mu H}}$$

Obtenim un valor de  $C = 60.3 \text{ nF}$ .

A la pràctica utilitzarem 6 condensadors de 10 nF i un de 3.3 nF (models 562R5GAS10 (6) i DE2E3SA332MA3BY02F (7) respectivament). Per al circuit ressonant receptor utilitzarem el mateix bus de condensadors per tenir la mateixa freqüència de ressonància.

### 2.3.2. Font de tensió contínua

La font de tensió DC d'entrada s'obtindrà rectificant la tensió de xarxa. Tenim accés a tensió trifàsica a 400 VAC i monofàsica 230 VAC.

La tensió trifàsica ens presenta com a avantatge un voltatge més elevat, que permetria transmetre més energia. A més el rectificador trifàsic genera una tensió amb un arrissat prou petit com perquè no sigui necessari utilitzar condensadors. Hem optat, però, utilitzar la tensió monofàsica, ja que té un voltatge més baix. Això ens ha obligat a usar condensadors a la sortida del rectificador.

Entre l'entrada de xarxa i el rectificador afegirem un disjuntor (iC60N ICP-M 25A de Schneider Electric (8)). Ens serveix com a mètode de seguretat i per poder utilitzar-lo d'interruptor per engegar i apagar el circuit.

El pont de díodes serà el model SBR25/35A (9), trifàsic, usant només dos pins d'entrada.

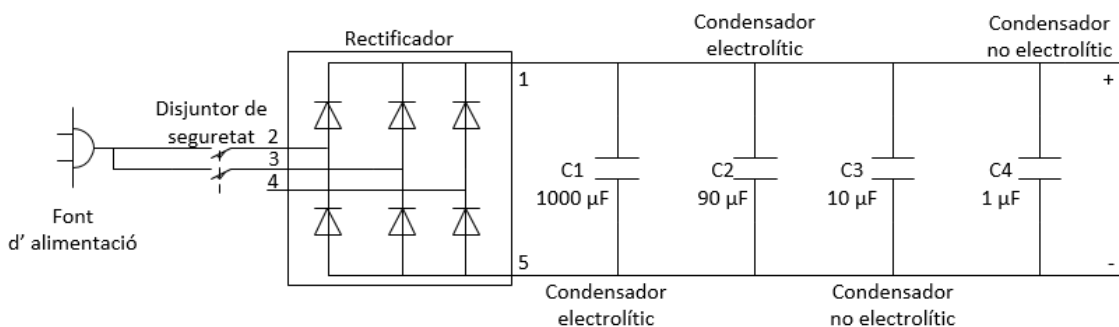
Podem calcular la capacítancia dels condensadors a la sortida usant l'expressió aproximada següent:

$$\Delta V_o = \frac{I_o T}{C}$$

En aquesta expressió, el  $\Delta V_o$  és el valor de l'arrissat que volem obtenir,  $I_o$  és el corrent de sortida, suposat constant, C és la capacítancia, i T és el període de la tensió monofàsica (20 ms).

Fixem  $\Delta V_o$  al 10 % del valor de tensió màxima ( $230\sqrt{2}$ ), per tant, 32.5 V. El corrent  $I_o$  el fixem a 3 A. La raó és que tindrem una potència aparent màxima a la sortida del rectificador d'aproximadament  $230\sqrt{2} \cdot 3 \cong 1$  kVA. Aplicant aquests valors a la fórmula anterior obtenim  $C = 923 \mu\text{F}$ . Escollim  $C = 1000 \mu\text{F}$ .

A la implementació final (figura 29) utilitzarem quatre condensadors de valors 1000  $\mu\text{F}$ , 90  $\mu\text{F}$ , 10  $\mu\text{F}$  i 1  $\mu\text{F}$  (vegeu la taula 12 per les característiques dels models escollits). La raó per usar quatre condensadors, dos electrolítics i dos no, és per millorar la resposta freqüencial del rectificador (previsiblement el corrent de sortida presentarà component de freqüència elevada i en aquestes condicions els condensadors electrolítics es comporten com a simples resistències).

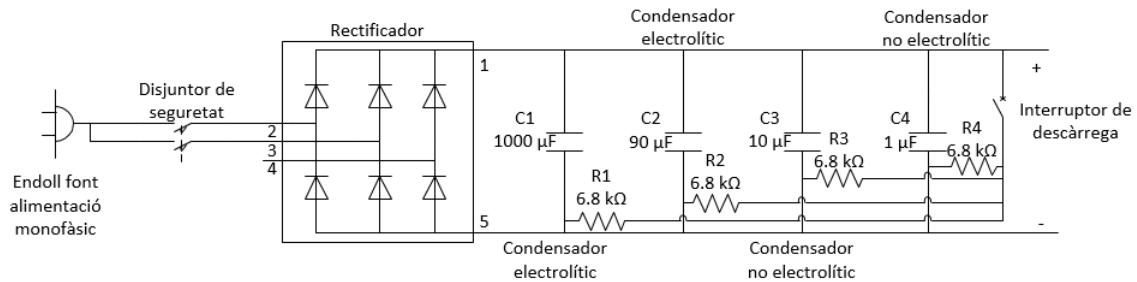


IL·LUSTRACIÓ 29. ESQUEMA RECTIFICADORS I CONDENSADORS

TAULA 12. MODELS I CARACTERÍSTIQUES DELS CONDENSADORS

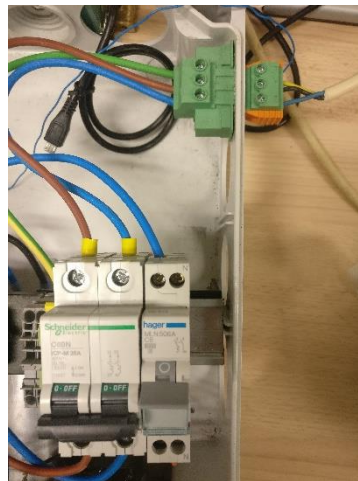
Model	Valor	Tensió màxima	Tipus/material	
B43456A5108M (10)	1000 $\mu\text{F}$	450 VDC	Condensador electrolític	C1
Illegible	90 $\mu\text{F}$	630 VDC	Condensador electrolític	C2
EZP-E50106LTA (11)	10 $\mu\text{F}$	500 VDC	Condensador de pel·lícula de polipropilè	C3
ECQE4105JF (12)	1 $\mu\text{F}$	400 VDC	Condensador de polièster PET	C4

Els condensadors del rectificador afegeixen un problema addicional que és la seva descàrrega. Per solucionar-ho hem afegit un circuit de descàrrega format per una resistència  $R$  i un interruptor. En condicions normals l'interruptor estarà obert i la resistència no actuarà. Al desconectar el rectificador a partir del disjuntor, activem aquest circuit de descàrrega amb aquest segon interruptor i forcem així la descàrrega ràpida dels condensadors. El temps de descàrrega estarà comprès entre 3 i 6 vegades el producte  $R \cdot C$ , on  $C = 1000 + 90 + 10 + 1$  ( $\mu\text{F}$ ). Hem escollit  $R \cdot C$  igual a 2 segons. D'aquí resulta una  $R$  de  $1817 \Omega$ . A la pràctica la resistència s'ha implementat connectant en paral·lel quatre resistències de  $6.8 \text{ k}\Omega$  de  $2\text{W}$  (figura 30).



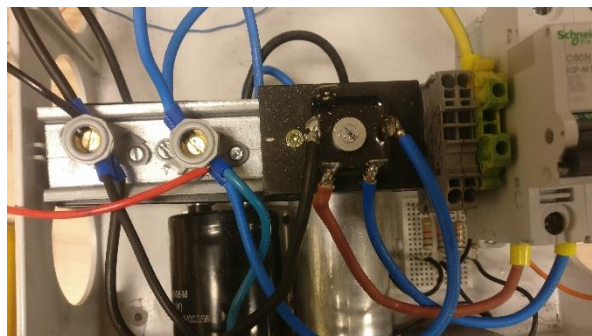
IL·LUSTRACIÓ 30. ESQUEMA FINAL RECTIFICADOR

A continuació veiem el muntatge experimental. En la figura 31 apareix l'alimentació que entra a partir d'un connector i passa per un disjuntor de seguretat.



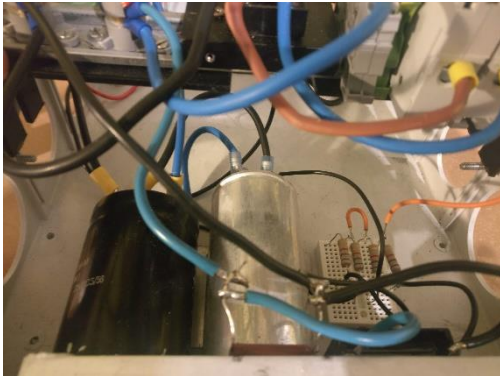
IL·LUSTRACIÓ 31. ALIMENTACIÓ I SISTEMA DE SEURETAT EXPERIMENTAL

En la figura 32, el senyal va al rectificador. Aquest surt cap a unes bornes i cap als condensadors.

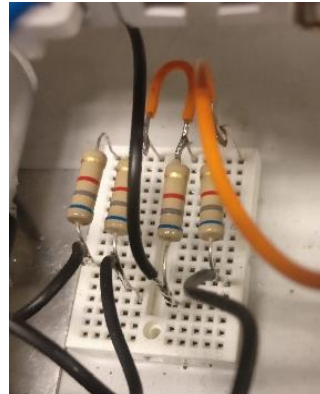


IL·LUSTRACIÓ 32. PONT DE DÍODES EXPERIMENTAL

Pel circuit de descàrrega, observem les figures 33 i 34, on tenim el node negatiu de cada condensador connectat amb la seva resistència i va a l'interruptor (model MLN506A C6 de Hager, col·locat al costat del disjuntor de seguretat, que veiem en la figura 31) que tanca el circuit cap al node positiu.

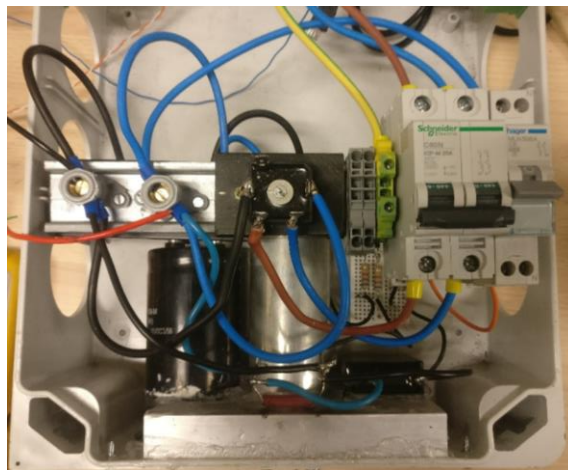


IL·LUSTRACIÓ 34. CONDENSADORS EXPERIMENTALS



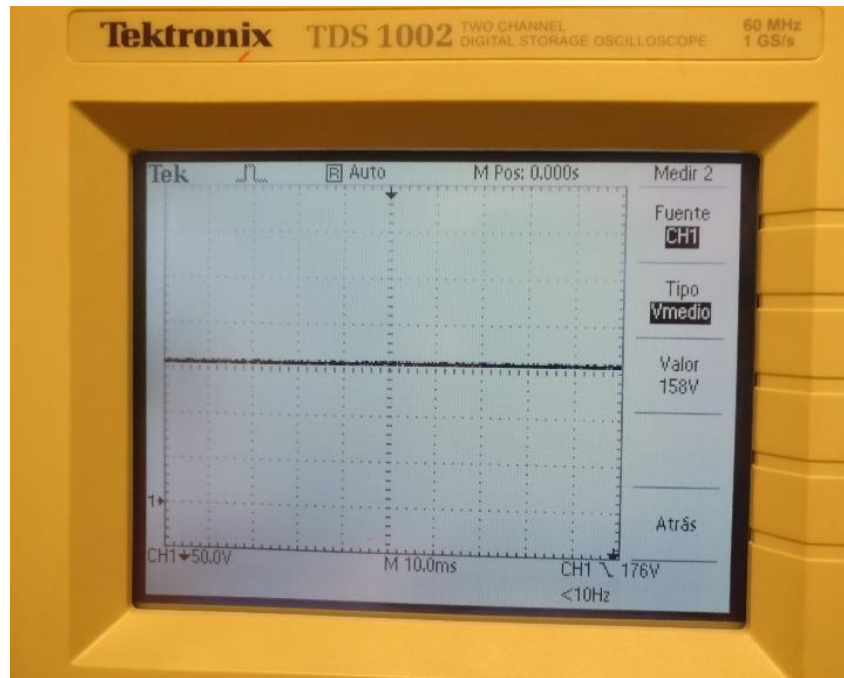
IL·LUSTRACIÓ 33. RESISTÈNCIES DE  
DESCÀRREGA EXPERIMENTALS

Finalment en la figura 35 es veu l'esquema general i com els condensadors estan col·locats sobre un dissipador de calor.



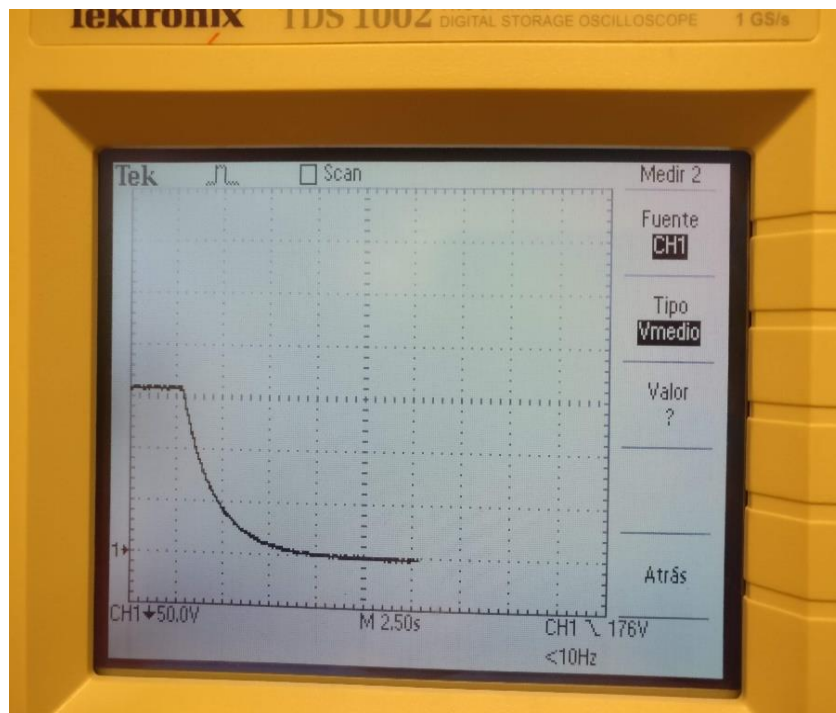
IL·LUSTRACIÓ 35. SISTEMA ALIMENTACIÓ I RECTIFICADOR EXPERIMENTAL

En la figura 36 veiem el resultat experimental del senyal de tensió rectificat en buit. (S'ha utilitzat una sonda diferencial aïllada dividint entre 200 per poder veure el senyal correctament en l'oscil·loscopi, amb aquest multiplicant per 100 el senyal).



IL·LUSTRACIÓ 36. SENYAL RECTIFICAT (AMB SONDA DIVIDINT ENTRE 200 I OSCIL·LOSCOPI MULTIPLICANT PER 100)

En la figura 37, comprovem el funcionament del sistema de descàrrega. Comprovem que el temps de descàrrega és 7.5 segons.



IL·LUSTRACIÓ 37. SENYAL TENSÍO RECTIFICADA DURANT LA DESCÀRREGA (AMB SONDA DIVIDINT ENTRE 200 I OSCIL·LOSCOPI MULTIPLICANT PER 100)



### 2.3.3. Transistor MOSFET i circuits auxiliars

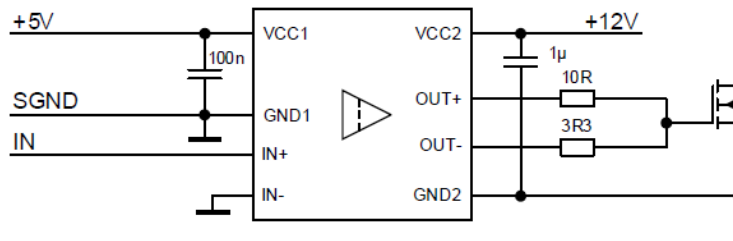
El model MOSFET escollit és el SCT3160KL (13). Aquest pot suportar una tensió màxima drenador-font de 1200 V, un corrent màxim al drenador de 34 A de pic i 17 A continus i requereix una tensió porta-font de 18 V per conduir plenament. Aquestes dues dades ens limiten en tensió i corrents màxims del sistema. El rang de voltatge porta-font és de -4 V fins a 22 V, aquest ens limitarà el model del *driver* per controlar-lo.

Tractant-se d'una càrrega inductiva és convenient afegir un díode antiparal·lel amb el transistor. El model ha de poder suportar com a mínim la mateixa tensió i corrent que el transistor. Escollim el RHRG75120 (14), que ens suporta fins a 1200 V i 75 A.

Per aïllar elèctricament la part de control del transistor de la part de potència, el *driver* del transistor serà opto aïllat. El model escollit és 1DEI60N12AF (15), que presenta entre altres les següents característiques:

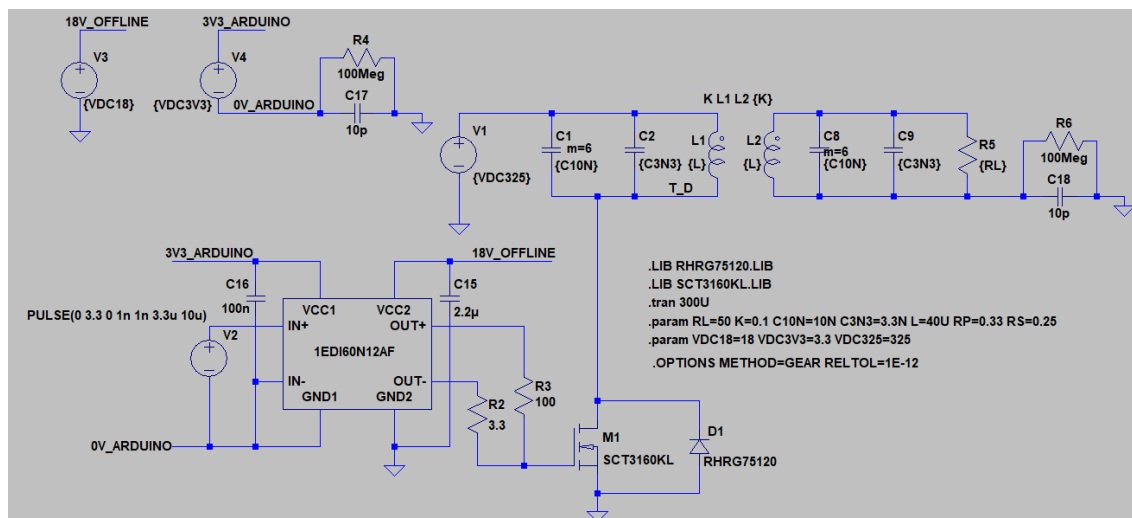
- Freqüència de commutació: Ofereix una freqüència màxima de 40 MHz.
- Voltatges d'entrada: Ens accepta valors entre 3.1 V i 17 V, aquest provindrà del microcontrolador.
- Voltatges de sortida: Ofereix un rang màxim de 0 V a 35 V.

A la figura 38, s'il·lustra l'esquema de connexió del *driver*. Com es pot observar, aquest té dues tensions d'alimentació aïllades entre elles. La tensió de 5 V (entre terminals VCC1 i GND1) correspon al costat de control i en el nostre cas vindrà generada pel mateix microcontrolador. La tensió de 12 V entre els terminals VCC2 i GND2, correspon al costat de potència. En el nostre cas aquesta tensió serà de 18 V i es generarà a partir de la tensió de xarxa mitjançant una petita font d'alimentació commutada amb aïllament.

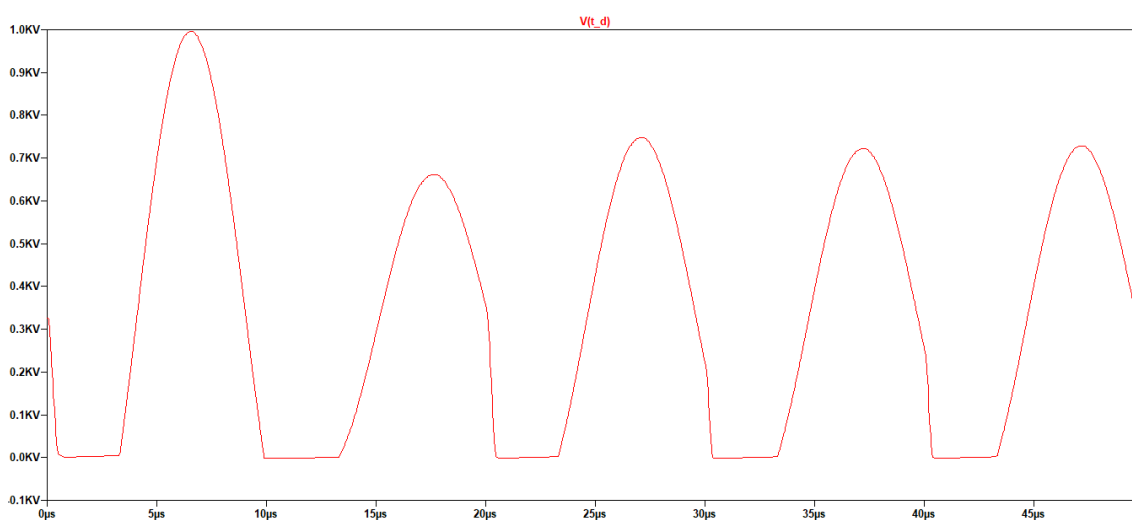


IL·LUSTRACIÓ 38. ESQUEMA DRIVER PRINCIPAL

En la figura 39 podem observar l'esquema LTSpice del circuit ressonant amb la font de tensió, el MOSFET i el *driver*. Les figures 40 i 41 corresponen a les gràfiques de tensió i corrent, respectivament, en el node drenador del transistor, quan aquest s'activa a una freqüència de 100 kHz i cicle de treball 0.3.

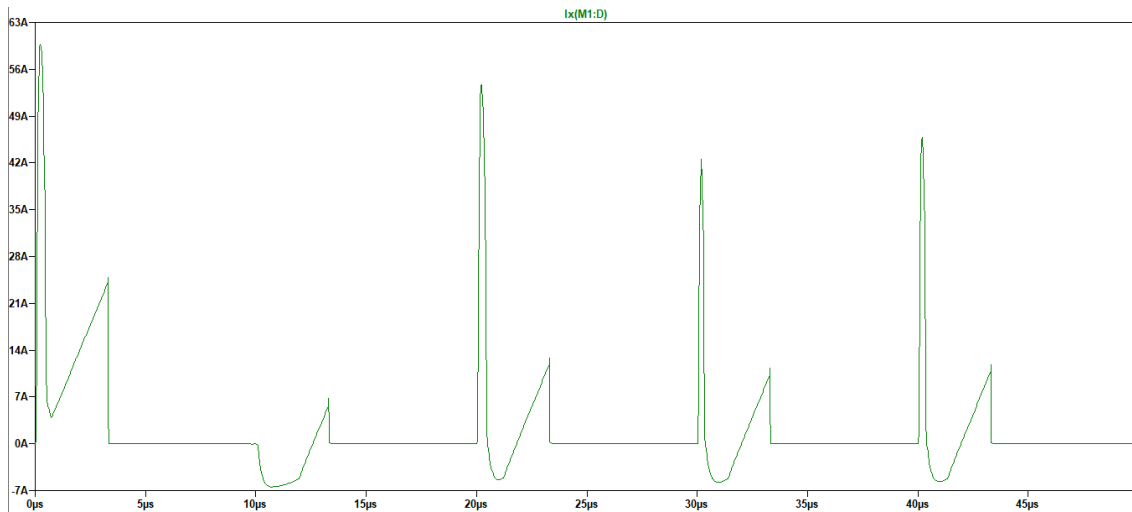


IL·LUSTRACIÓ 39. ESQUEMA SISTEMA RESSONANT AMB MOSFET I DRIVER



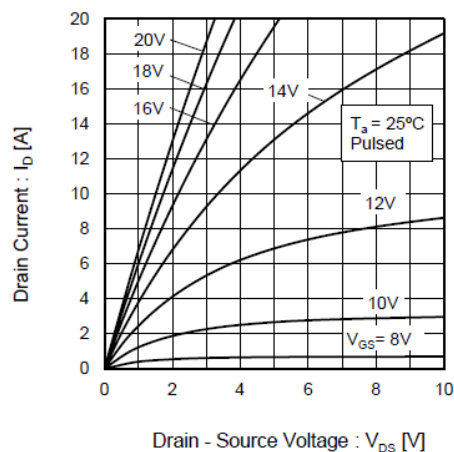
IL·LUSTRACIÓ 40. GRÀFICA TENSÍO NODE DRENADOR TRANSISTOR PRINCIPAL





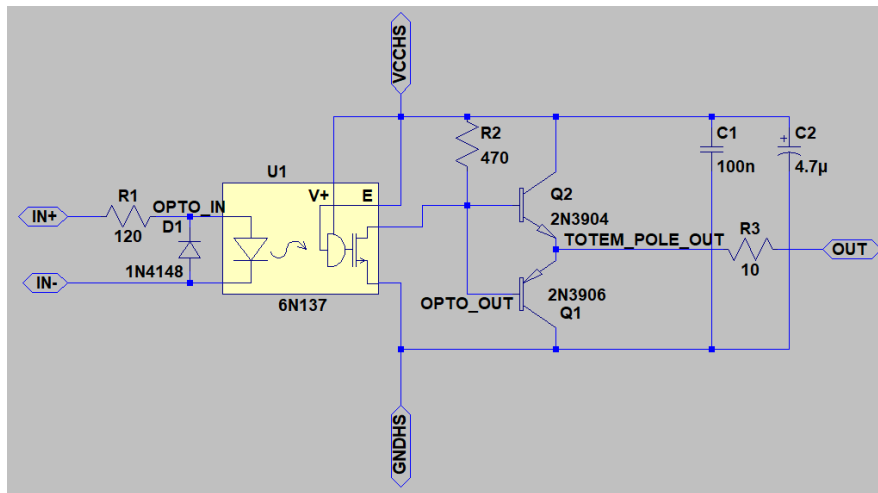
IL·LUSTRACIÓ 41. GRÀFICA CORRENT NODE DRENADOR TRANSISTOR PRINCIPAL

Veiem en la figura 40 un pic inicial d'1 kV, que el transistor escollit pot suportar. A la figura 41 es veuen pics de corrent d'entre 40 i 60 A, que sobrepassen els límits acceptats pel transistor. Per tant cal modificar el circuit per disminuir-los.



IL·LUSTRACIÓ 42. GRÀFICA CARACTERÍSTIQUES TENSIO VGS SEGONS VDS I ID

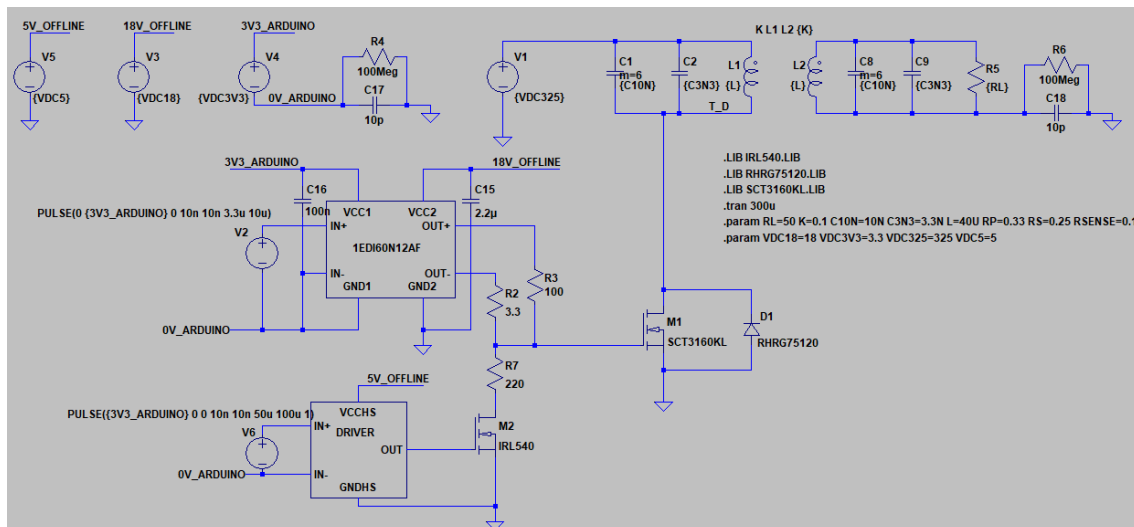
Hem decidit col·locar un nou transistor en la porta del transistor principal junt amb un divisor de tensió, que ens permetrà disminuir el valor de tensió en la porta del transistor principal reduint així al corrent en el drenador. D'acord amb la gràfica del transistor (figura 42), si reduïm la seva tensió de porta a 12 V, obtindrem un corrent màxim aproximat de 10 A, dins els límits del transistor. Llavors, els 18 V que obtenim del *driver* cap a la porta del transistor, el baixarem a 12 V, utilitzant un divisor de tensió amb de 100  $\Omega$  i 220  $\Omega$  (de potència 2 W).



IL·LUSTRACIÓ 43. ESQUEMA DRIVER AUXILIAR

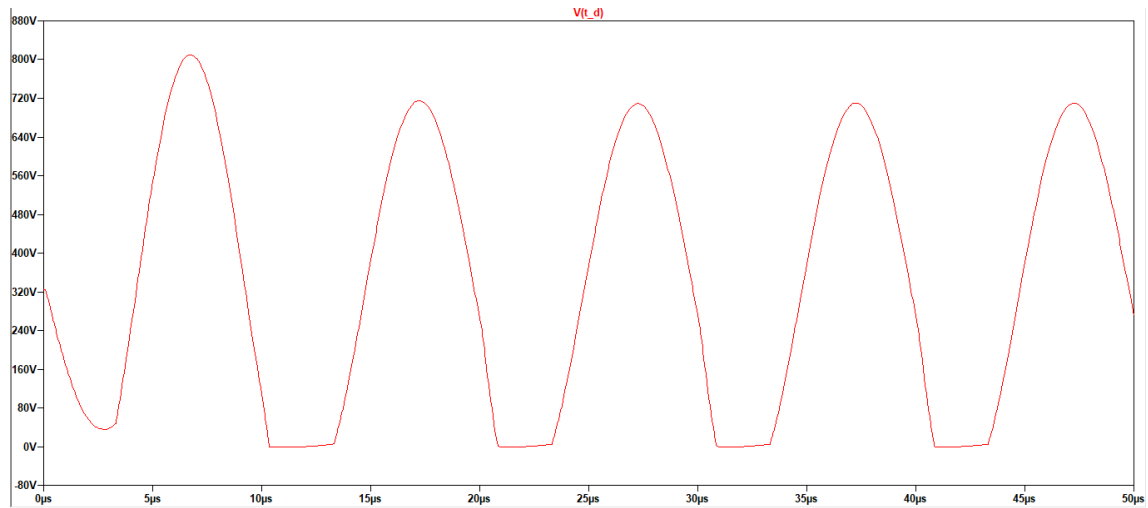
El model del transistor auxiliar serà el IRL540 (16), ja que s'activa amb una tensió porta-font de 5 V. Per controlar aquest segon transistor crearem un nou *driver*. Aquest serà un circuit *push-pull*, format a partir de dos transistors (models 2N3904 (17) i 2N3906 (18)), ho podem observar a la figura 43. Pel mateix motiu que el *driver* principal, el *driver* del transistor auxiliar ha d'estar opto aïllat. Per això col·loquem a l'entrada un optoacoblador (model 6N137 (19)). A l'entrada d'aquest hi haurà un díode de seguretat (model 1N4148 (20)) i una resistència per limitar el corrent. La resistència R2 és la resistència de *pull-up* i la resistència R3 limita el corrent d'entrada a l'optoacoblador.

Afegint aquest segon transistor auxiliar i el seu *driver*, actualitzem l'esquema del simulador (figura 44).

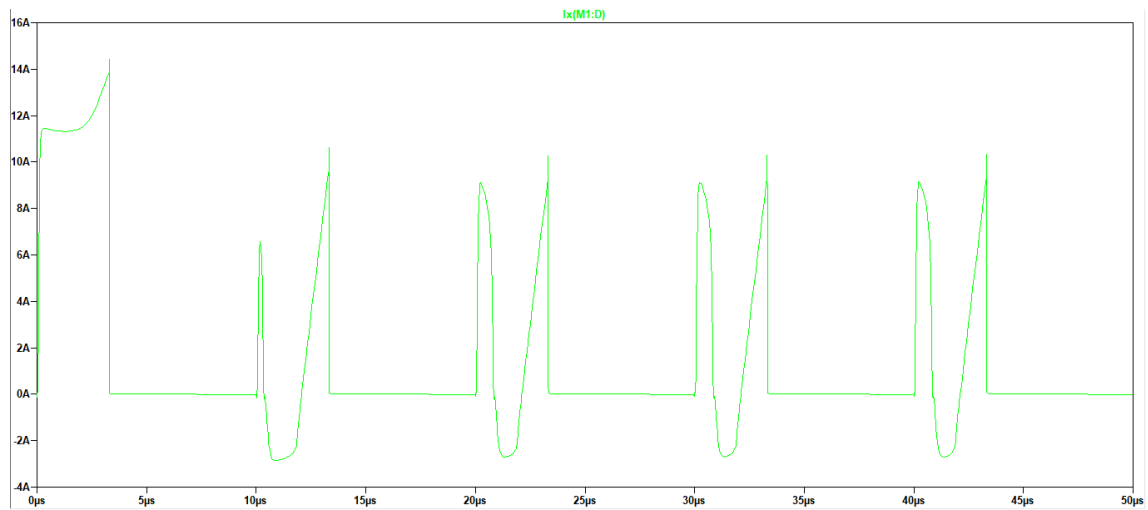


IL·LUSTRACIÓ 44. ESQUEMA SISTEMA RESSONANT AMB MOSFET I TRANSISTOR AUXILIAR

Simulem el circuit de la figura 44 mantenint el transistor auxiliar activat durant els primers 50 us, el transistor principal s'activa igual que en el cas anterior: 100 kHz i cicle de treball de 0.3. Com a resultat de tensió en el node drenador del transistor principal obtenim la gràfica en la figura 45 i com a resultat de la corrent al mateix node tenim la gràfica de la figura 46.



IL·LUSTRACIÓ 45. GRÀFICA TENSÍO DRENADOR TRANSISTOR PRINCIPAL



IL·LUSTRACIÓ 46. GRÀFICA CORRENT DRENADOR TRANSISTOR PRINCIPAL

Observem que ara els pics de corrent es mantenen dins els límits que tolera el transistor. Veiem també que la tensió màxima disminueix.

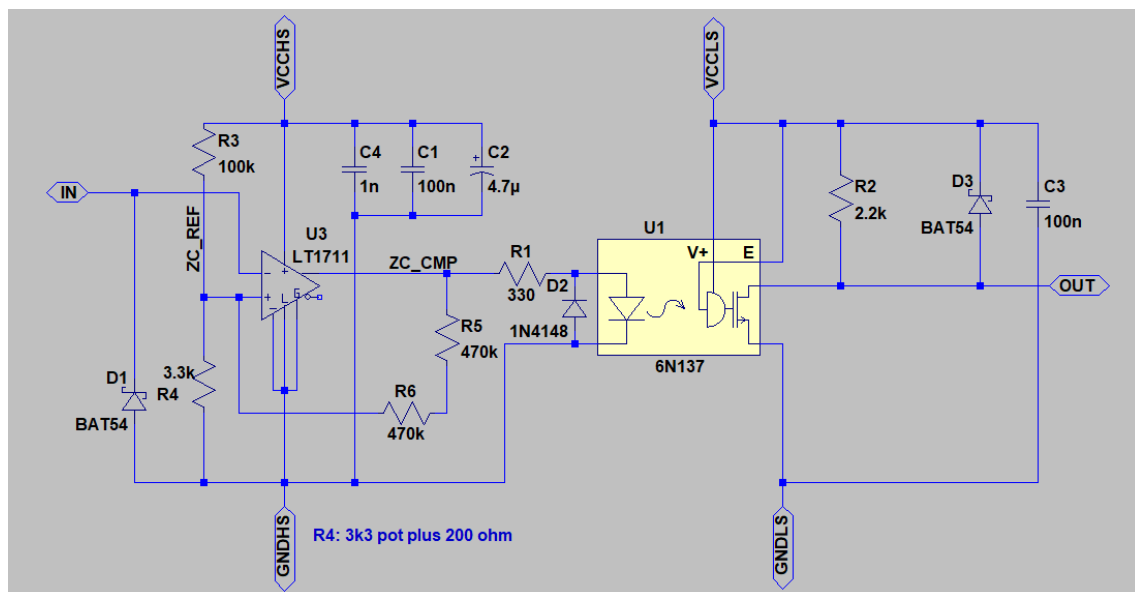
### 2.3.4. Circuits de detecció pas per zero, de mesura de freqüència, de detecció de sobrecorrent i de mesura de tensió

La raó per la qual el transistor principal s'excita a la freqüència de ressonància és aconseguir una tensió drenador-font pràcticament nul·la cada cop que el transistor s'activa. D'aquesta manera les pèrdues en el transistor es reduiran i el rendiment del sistema serà elevat. Per tant una primera mesura que ens va semblar necessària va ser afegir un circuit que ens permetés detectar els passos per zero de la tensió drenador-font del transistor principal. També ens va semblar que seria bo un segon circuit que ens permetés mesurar aquesta tensió per detectar-ne els passos per zero via software i un altre circuit per mesurar la freqüència real de ressonància. Finalment, vam decidir implementar un circuit per detectar sobrecorrent al transistor principal.

#### 2.3.4.1. Detecció de pas per zero

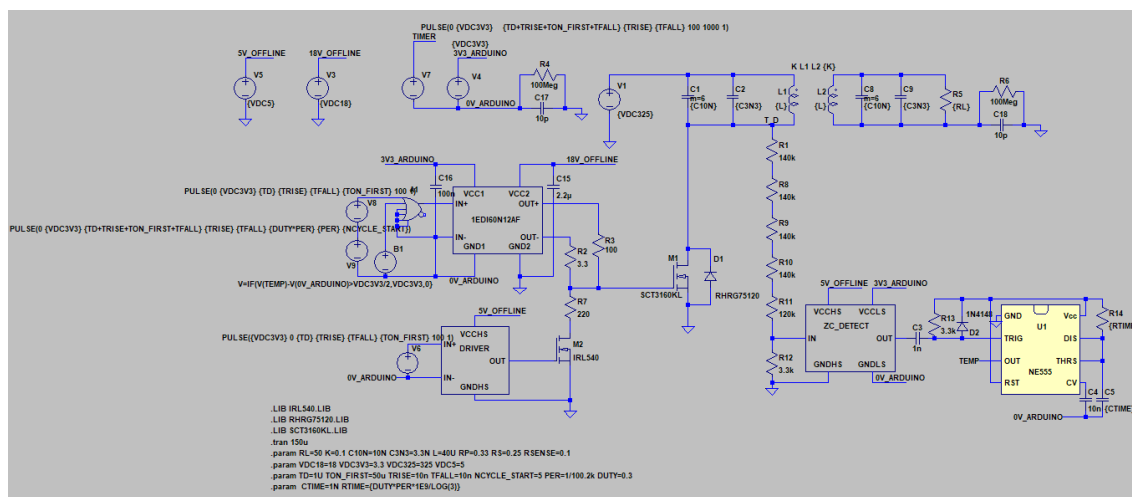
La funció del circuit de la detecció de pas per zero és que generi un pols de tensió cada cop que la tensió drenador-font del transistor principal passi aproximadament per 0 V, i usar aquesta tensió per activar el transistor principal. La detecció es basarà en un comparador de tensió.

Com hem observat en la figura 45, la tensió drenador-font té un rang superior a 600 V. Per tant, reduïm aquesta tensió mitjançant un divisor de tensió atenuant per un factor de  $4.8 \times 10^{-3}$ , dóna una tensió a l'entrada del comparador inferior a 3.5 V.



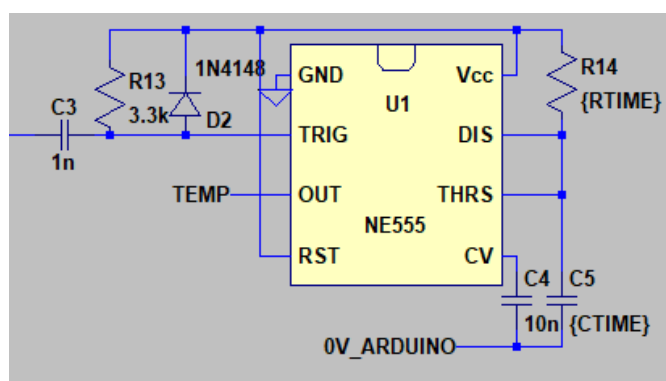
IL·LUSTRACIÓ 47. COMPARADOR DEL CIRCUIT DE DETECCIÓ DE PAS PER ZERO

En la figura 47 es mostra el comparador del circuit de detecció de pas per zero. El circuit està dissenyat al voltant d'un comparador integrat ràpid LT1711 (21). La tensió provinent del divisor de tensió comentat prèviament s'aplica entre els terminals IN i GNDHS. Les resistències R3 i R4 fixen la tensió de referència (Malgrat el que apareix en la figura, en la implementació real R4 és un potenciòmetre de 3.3 kΩ (model 3296W-1-103LF (22))). Les resistències R5 i R6 afegixen histèresi. La sortida del comparador s'aïlla de l'entrada mitjançant un optoacoblador 6N137. La resistència R1 limita el corrent d'entrada de l'optoacoblador i la R2 és la resistència *pull-up*. Els díodes s'han afegit per protegir (model BAT54 (23)).

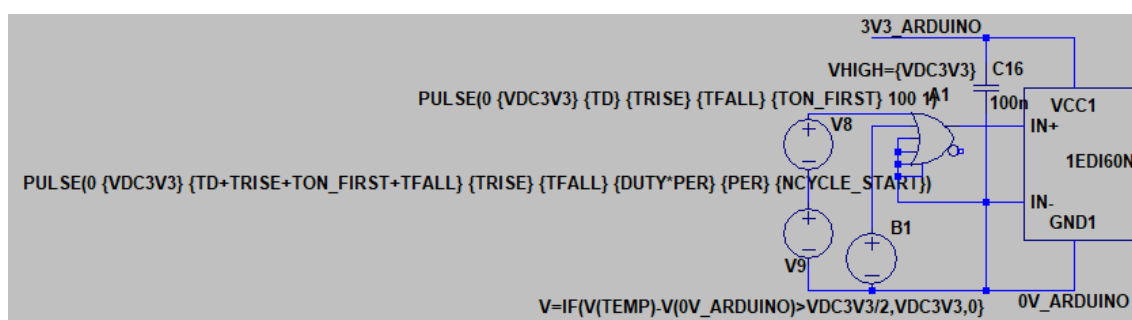


IL·LUSTRACIÓ 48. ESQUEMA GENERAL JUNT AMB CIRCUIT DE PAS PER ZERO

En la figura 48 tenim una imatge general del sistema afegint el circuit per la detecció de pas per zero. En el circuit, s'ha afegit una sèrie de circuits auxiliars que després en la part experimental no apareixeran i la finalitat dels quals és activar el transistor principal cada cop que detectem un pas per zero (en el sistema final aquests circuits seran substituïts pel microcontrolador). Els circuits esmentats es mostren en les figures 49 i 50.



IL·LUSTRACIÓ 49. CIRCUIT AUXILIAR SIMULADOR MICROCONTROLADOR

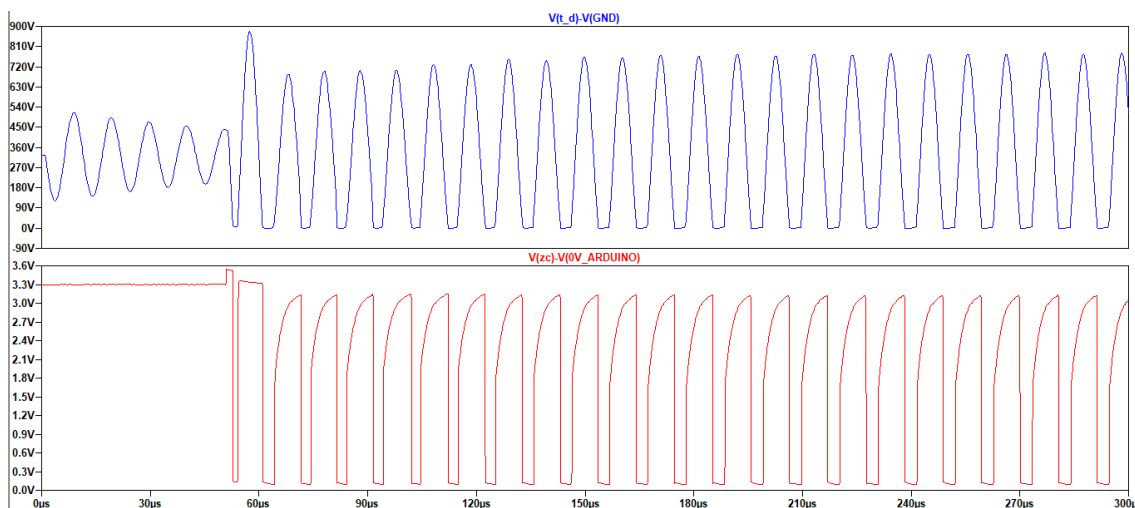


IL·LUSTRACIÓ 50. CIRCUIT AUXILIAR SIMULADOR MICROCONTROLADOR

El circuit de la figura 49 és un “one shoot” (multivibrador monoestable), que permet generar un pols de tensió de durada prefixada cada vegada que el comparador detecta un pas per zero. El circuit de la figura 50 implementa la lògica necessària.

Hem simulat el circuit de la figura 48 ajustant els paràmetres de la següent manera: inicialment i durant 50  $\mu\text{s}$  el transistor principal i auxiliar estan activats. Tot seguit es desactiva l'auxiliar i s'aplica una tensió a freqüència de ressonància durant 5 cicles al node porta-font del transistor principal. Tot seguit s'activa el circuit de detecció de pas per zero, de manera que el transistor principal s'activarà cada vegada que detecta un pas per zero.

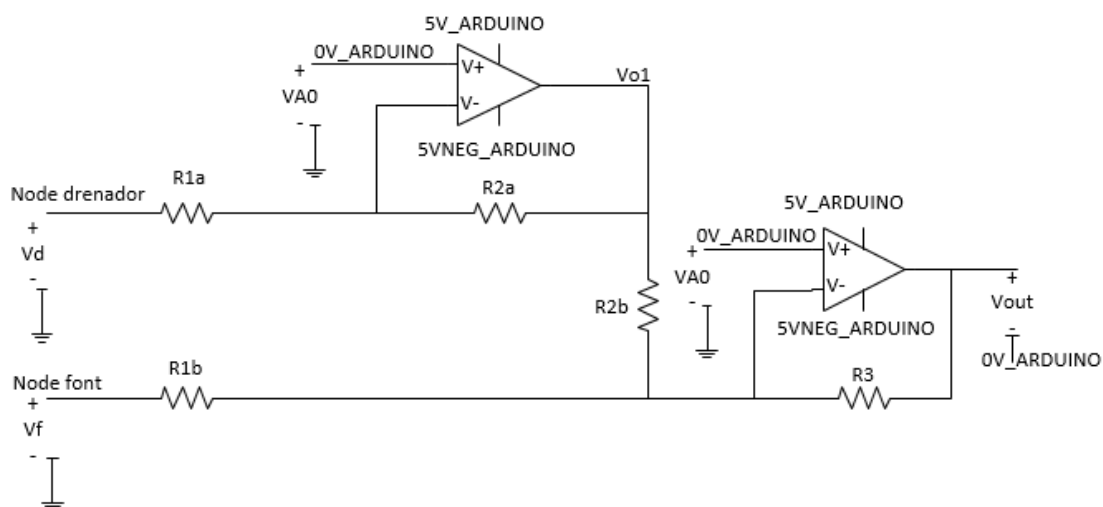
La tensió drenador-font del transistor principal de la simulació es mostra en la part superior de la figura 51. S'hi observen clarament les tres fases: fins a 50  $\mu\text{s}$  el sistema oscil·la de forma atenuada, en els següents 50  $\mu\text{s}$  oscil·la de manera forçada i a partir d'aquell instant opera automàticament. En la part inferior de la figura 51 tenim la gràfica de tensió obtinguda del comparador de pas per zero.



IL·LUSTRACIÓ 51. GRÀFICA SUPERIOR: TENSÍO DRENADOR-FONT DEL TRANSISTOR PRINCIPAL GRÀFICA INFERIOR: TENSÍO OBTINGUDA AL COMPARADOR DE DETECCIÓ DE PAS PER ZERO

#### 2.3.4.2. Mesura de tensió drenador-font del transistor principal

Aquesta mesura ens donarà el mateix senyal drenador-font del MOSFET a una escala reduïda per poder llegir-lo des del microcontrolador.



IL·LUSTRACIÓ 52. ESQUEMA BASE CIRCUIT DE MESURA DE TENSÍO DRENADOR-FONT DEL TRANSISTOR PRINCIPAL

En la figura 52, observem l'esquema en què es basarà el circuit. El node referència correspon als 0 V de sortida del rectificador. El node etiquetat "0V\_ARDUINO" correspon al node de referència del microcontrolador.

Primer hem de fer reduir la tensió del drenador utilitzant un divisor de tensió (R1a i R2a). La tensió obtinguda a la sortida del primer operacional (Vo1) és:

$$V_{O1} = V_{A0} \left( 1 + \frac{R_{2a}}{R_{1a}} \right) - V_D \frac{R_{2a}}{R_{1a}}$$

$$V_{O1} - V_{A0} = (V_{A0} - V_D) \frac{R_{2a}}{R_{1a}}$$

Usant aquesta expressió, la fórmula que ens dóna la tensió de sortida (Vout) és la següent:

$$V_{out} = -\frac{R_3}{R_{1b}} V_F - \frac{R_3}{R_{2b}} V_{O1} + V_{A0} \left( 1 + \frac{R_3}{R_{1b} || R_{2b}} \right)$$

Aleshores imposant  $R_{1a} = R_{1b} = R_1 \gg R_{2a} = R_{2b}$ , resulta:

$$V_o - V_{A0} = \frac{R_3}{R_1} (V_D - V_F)$$

Per tant, la tensió de sortida referida a la tensió de terra del microcontrolador resulta proporcional a la tensió drenador-font d'interès.

S'ha escollit un valor de R1 de 10 MΩ, per mantenir un bon aïllament entre el transistor principal i el microcontrolador. Per aconseguir una atenuació a la sortida  $V_o$  a partir de 800 V al drenador a 3.3 V que accepta el microcontrolador, trobem un valor aproximat de R3 de 39.2 kΩ.

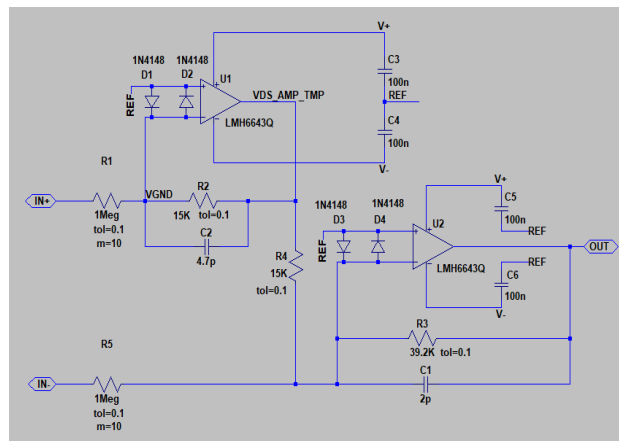
Aquesta resistència de 10 MΩ, la dividirem en 10 resistències en sèrie d'1 MΩ cadascuna. Així repartim la caiguda de tensió per a cada resistència. Cadascuna pot suportar fins a 250 V, en total una caiguda de tensió de 2500 V.

El valor de R2a el fixem per evitar la tensió de saturació de l'operacional (5 V) i tenint en compte el valor de tensió que poden suportar les resistències R1.

$$2500 V \times \frac{R_{2a}}{10 M\Omega} < V_{SAT} = 5 V$$

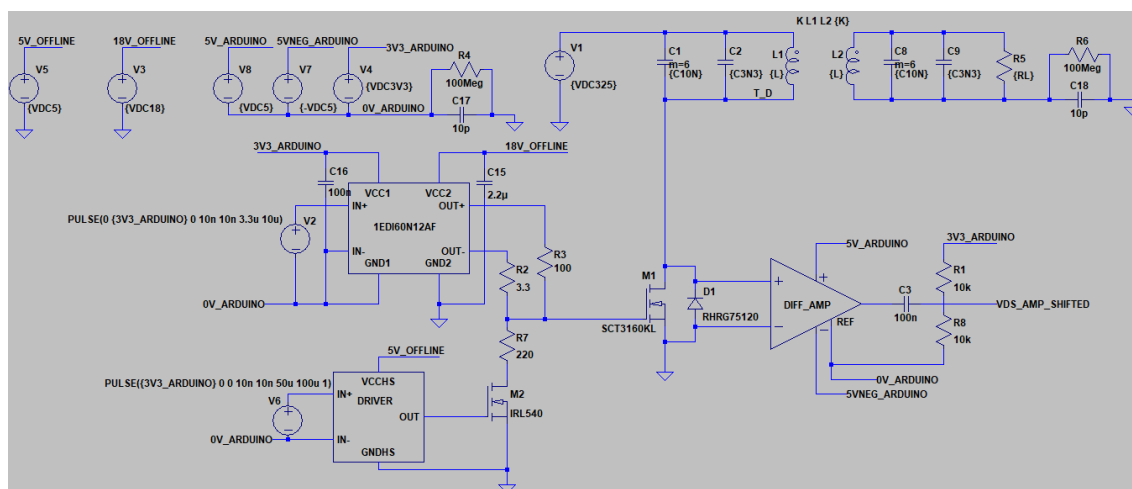
Fixant el valor  $R_{2a} = 15 k\Omega$ , la tensió obtinguda és de 3.75 V.

La figura 53 mostra l'esquema final del circuit. L'amplificador operacional és el model LMH6643Q (24), que inclou dos amplificadors operacionals. S'ha escollit per les tensions d'alimentacions i per la seva amplada de banda de 120 MHz. Els díodes a l'entrada de cada operacional són per protecció. Els condensadors C1 i C2 fan de filtre RC passa baixos a la realimentació de cada operacional per evitar freqüències altes.



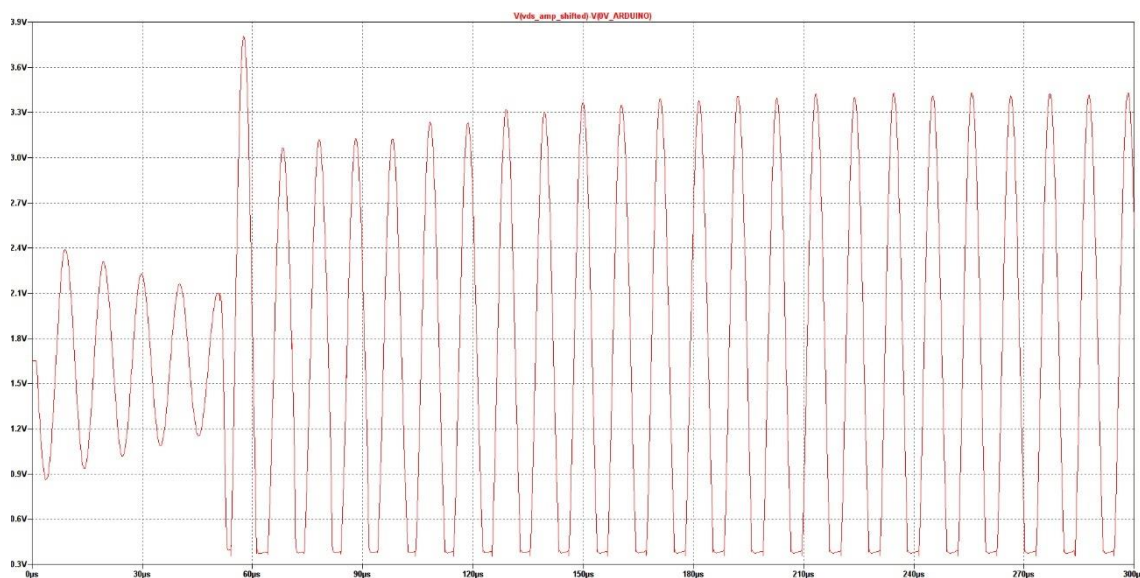
IL·LUSTRACIÓ 53. ESQUEMA MESURA DE TENSÍO DRENADOR-FONT

En la figura 54, observem com quedaria unit a l'esquema principal el circuit de mesura de tensió drenador-font. L'amplificador s'alimenta a  $\pm 5$  V. A la sortida de l'amplificador afegim un condensador (C3) i un divisor de tensió (R1 i R8) amb una alimentació de 3.3 V. Amb això aconseguim passar la tensió que està centrada entre -5 V i 5 V a centrar-la entre 3.3 V i 0 V, tensions que accepta el microcontrolador.



IL·LUSTRACIÓ 54. ESQUEMA GENERAL JUNT AMB CIRCUIT MESURA DE TENSÍO VDS

Afegint el circuit de mesura de tensió Vds al circuit de la figura 48 i simulant-lo, obtenim la tensió en el node comú de les resistències R1 i R8 referida al node referència del microcontrolador (node "0V\_ARDUINO") que es mostra en la figura 55. La tensió en el node comú d'aquestes resistències és la que en el sistema real es llegirà des de el microcontrolador.



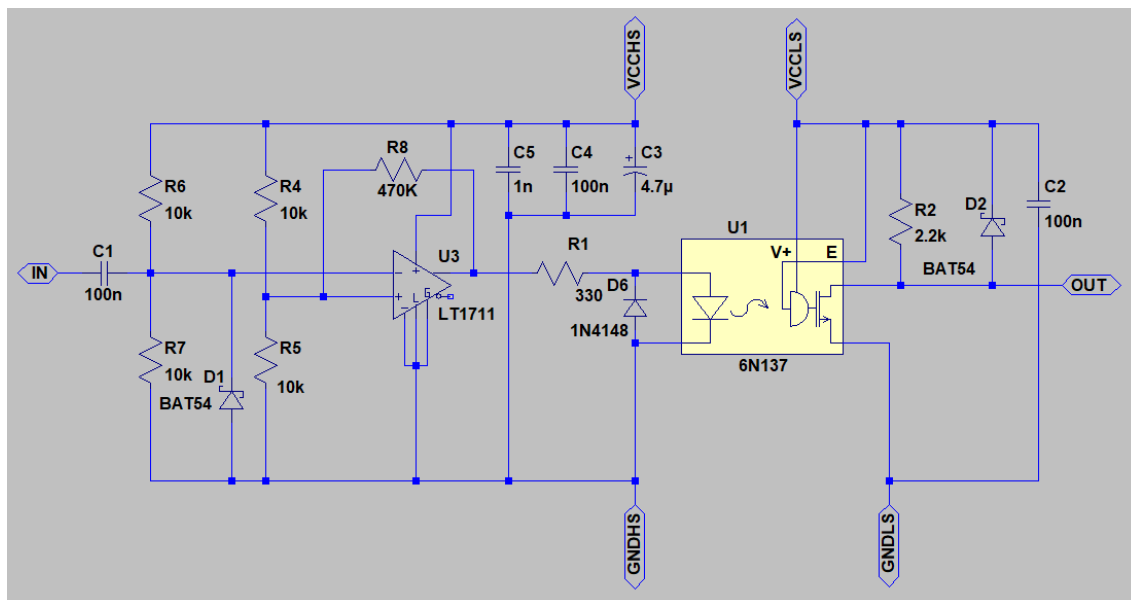
IL·LUSTRACIÓ 55. GRÀFICA TENSÍO MESURADA DRENADOR-FONT DEL TRANSISTOR PRINCIPAL



## 2.3.4.3. Mesura de freqüència

Aquesta mesura ens servirà per conèixer la freqüència real de ressonància del sistema.

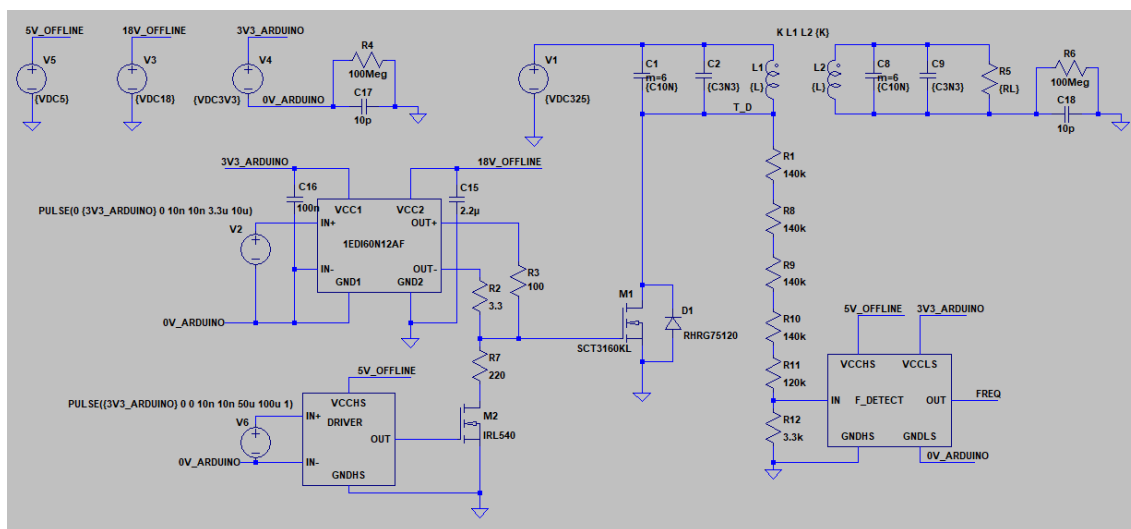
Com hem observat en la figura 45, la tensió drenador-font té un rang superior a 600 V. Per tant, reduïm aquesta tensió mitjançant un divisor de tensió atenuant per un factor de  $4.8 \times 10^{-3}$ , dona una tensió a l'entrada del comparador inferior a 3.5 V.



IL·LUSTRACIÓ 56. ESQUEMA MESURA DE FREQUÈNCIA DEL SISTEMA

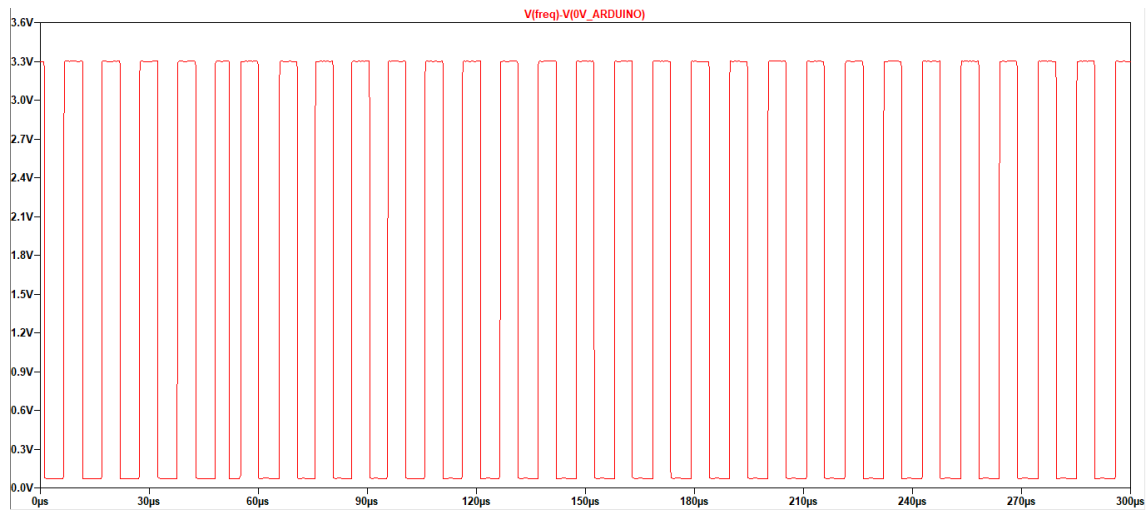
El circuit utilitzat es mostra a la figura 56. L'element central és un comparador integrat de tensió model LT1711. La tensió provinent del divisor de tensió comentat prèviament s'aplica entre els terminals IN i GNDHS. Aquesta tensió la centrem entre GND i la tensió d'alimentació amb un nou divisor de tensió creat per les resistències R6 i R7. Les resistències R4 i R5 fixem la tensió de referència, aquesta equival a la meitat de la tensió d'alimentació de 5 V. Amb la resistència R8 afegim histèresi. La sortida del comparador s'aïlla de l'entrada mitjançant un optoacoblador 6N137. La resistència R1 limita el corrent d'entrada de l'optoacoblador i la R2 és la resistència pull-up. Els díodes s'han afegit com a protecció.

En la figura 57 veiem el circuit general afegint el circuit de mesura de freqüència.



IL·LUSTRACIÓ 57. ESQUEMA GENERAL JUNT AMB CIRCUIT DE MESURA DE FREQUÈNCIA

Afegint el circuit de mesura de freqüència al circuit de la figura 48 i simulant-lo, obtenim la tensió de sortida del comparador referida al node referència del microcontrolador (node "0V\_ARDUINO") que es mostra en la figura 58. Els 50  $\mu\text{s}$  inicials corresponen a l'oscil·lació natural del sistema. Per tant, la freqüència de ressonància obtinguda amb el simulador és de 96.2 kHz prou propera als 100 kHz de disseny.



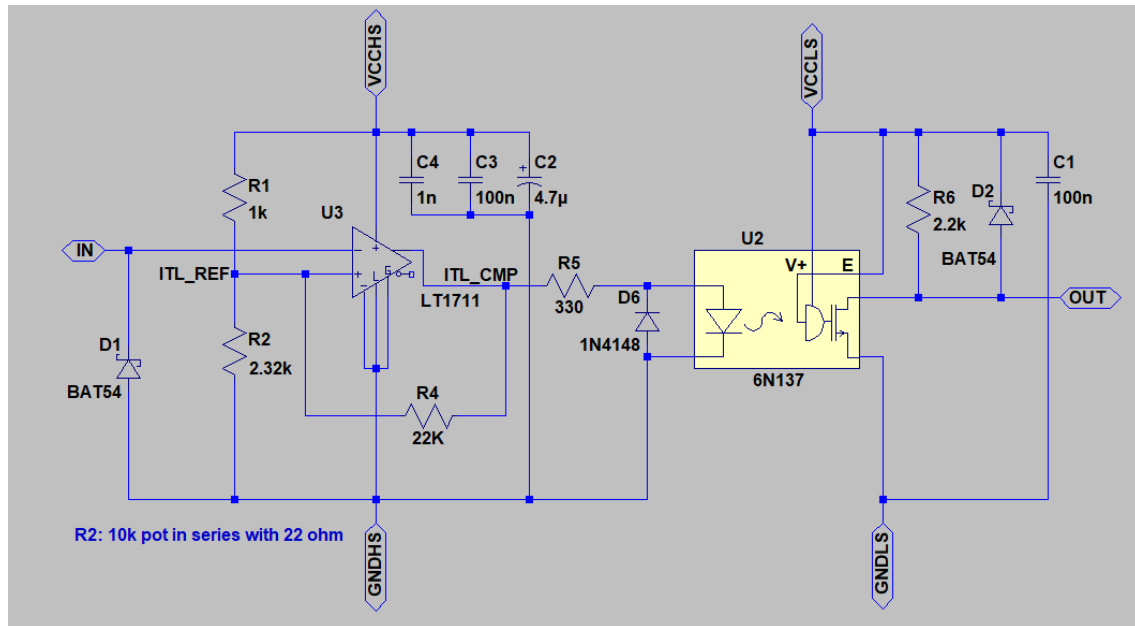
IL·LUSTRACIÓ 58. GRÀFICA TENSÍO MESURADA DE FREQÜÈNCIA

## 2.3.4.4. Detecció de sobrecorrent

La funció d'aquest circuit és detectar quan el corrent del transistor principal sobrepassa un límit imposat.

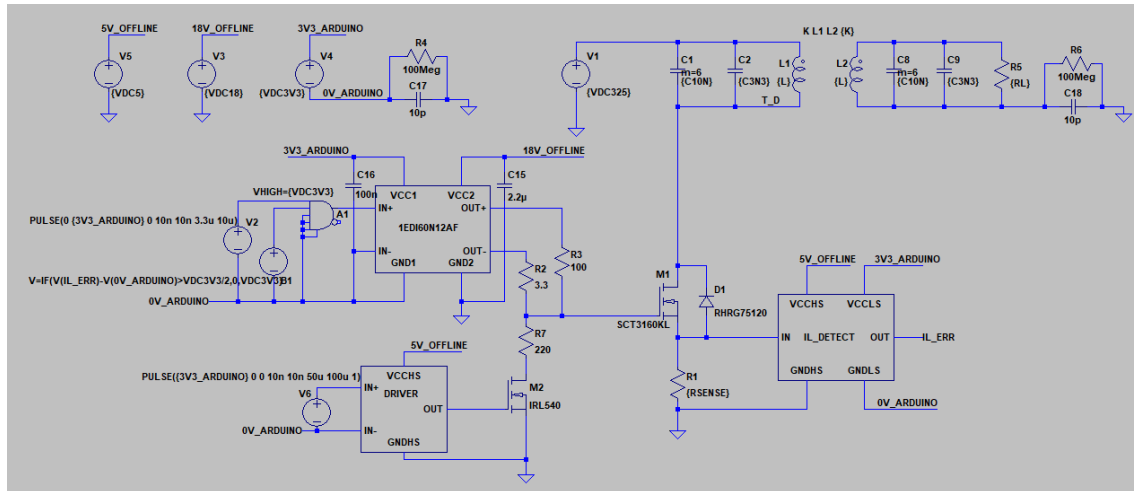
Per poder conèixer el valor del corrent del transistor afegim en el node font d'aquest una resistència de sensat de  $0.1\ \Omega$ , model RL73K3AR10J (25). A partir del voltatge que hi ha en borns d'aquesta resistència coneixem el valor de corrent que hi ha. També fa la funció de reduir els pics de corrent al transistor principal.

La figura 59 ens mostra el circuit detector de sobrecorrent. Aquest es basarà en un comparador LT1711. La tensió en borns de la resistència de sensat s'aplica entre els terminals IN i GNDHS.



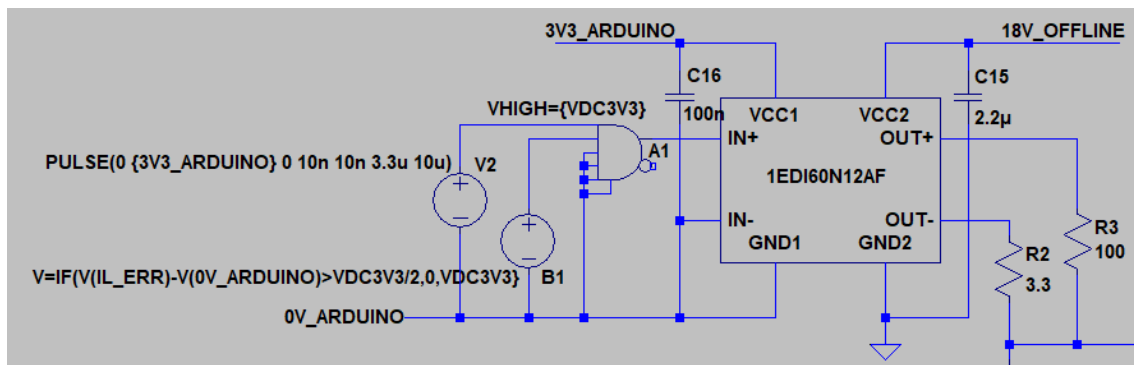
IL·LUSTRACIÓ 59. ESQUEMA DETECCIÓ CORRENT LÍMIT

Les resistències R1 i R2 formen un divisor de tensió junt amb la tensió, creant un voltatge equivalent al corrent que volem imposar com a límit, R2 és un potenciòmetre (model 3296W-1-332LF (22)) per poder ajustar el valor de referència en la part experimental (Malgrat el que apareix en la figura, en la implementació real no hi ha una resistència en sèrie de  $22\ \Omega$ ). Amb la resistència R4 creem histèresi al comparador. La sortida d'aquest s'aïlla amb un optoacoblador 6N137 on té una resistència R5 a l'entrada per limitar el corrent i la R6 a la sortida com a resistència *pull-up*. Els díodes que apareixen s'han inclòs per seguretat.



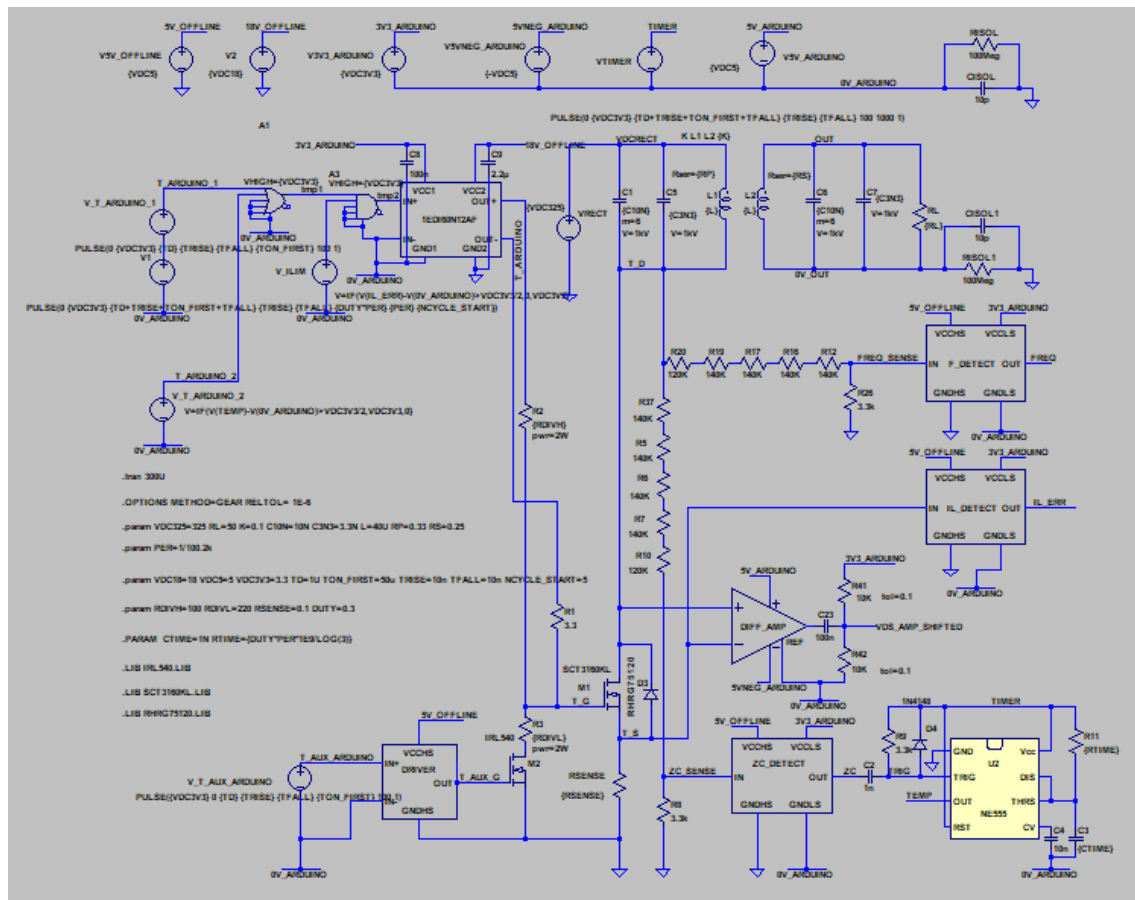
IL·LUSTRACIÓ 60. ESQUEMA GENERAL JUNT AMB CIRCUIT DE DETECCIÓ DE SOBRECORRENT

En la figura 60 observem l'esquema del circuit ressonant amb el MOSFET i transistor auxiliar junt amb el detector de corrent en borns de la resistència de sensat. A part d'afegir aquest circuit de mesura, també s'ha usat una porta AND per simular que quan el microcontrolador detecta un sobrecorrent desactiva el transistor. El detall de la porta AND és mostra en la figura 61.



IL·LUSTRACIÓ 61. CIRCUIT SIMULACIÓ MICROCONTROLADOR DETECCIÓ LÍMIT DE CORRENT

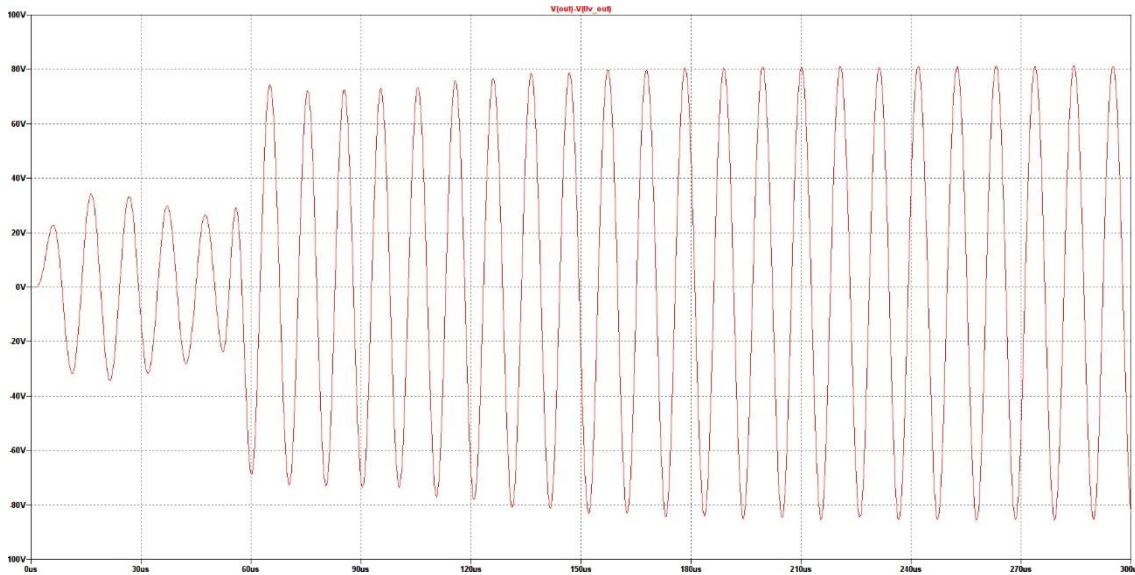
Per acabar aquesta secció, el circuit complet amb el programa de simulació LTSpice es mostra en la figura 62.



### IL·LUSTRACIÓ 62. ESQUEMA FINAL AMB PROGRAMA DE SIMULACIÓ LTSPICE

### 2.3.5. Simulació del circuit

Un cop tenim el circuit dissenyat, el simulem amb el programa LTSpice per comprovar si obtenim els 70 W a la resistència de càrrega del circuit receptor. A la simulació la tensió d'entrada és de 325 VDC corresponents a la tensió rectificadora de xarxa de 230 VAC.



**IL·LUSTRACIÓ 63. TENSÍO EN BORS DE LA RESISTÈNCIA DE CÀRREGA (50  $\Omega$ )**

A la figura 63 mostrem la tensió en bors de la càrrega (50  $\Omega$ ). Podem observar els primers 50  $\mu$ s inicials a freqüència natural, els següents 50  $\mu$ s a freqüència forçada de 100 kHz i posteriorment amb funcionament autònom a partir de la mesura de pas per zero.

Considerant els darrers 160  $\mu$ s obtenim una tensió eficaç de 58.7 V i tenint en compte que la simulació s'ha realitzat amb una resistència de càrrega de 50  $\Omega$ , dóna lloc a 68.9 W. Per tant concloem que el disseny satisfà les especificacions inicials (tensió d'entrada 230 VAC i potència de càrrega de 70 W).

### 2.3.6. Microcontrolador

El microcontrolador que utilitzarem per a la part experimental és ARDUINO DUE (26). Aquest pot treballar a altes freqüències com la del sistema i presenta *timers* que podem utilitzar. També presenta entrades i sortides tant analògiques com digitals. El rang de tensió dels pins d'entrada i sortida va de 0 V a 3.3 V. A més a més, ens proporciona alimentació tant de 5 V com de 3.3 V. El llenguatge de programació està basat en C++.

Basant-nos en l'esquema final (figura 62) i des del punt de vista del microcontrolador tindrem dues sortides de tensió, una per cada *driver*, i quatre entrades, una per cada mesura explicada en les seccions anteriors (mesura de pas per zero, mesura de tensió drenador-font, mesura de freqüència i límit de sobrecorrent).

Els pins escollits són els següents. Pins 2 i 4 configurats en mode digital com a sortides (transistor principal i auxiliar respectivament), pins 10, 12 i 8 configurats en mode digital com a entrades (mesura de freqüència, pas per zero i límit de corrent respectivament) i el pin analògic A0 serà per l'entrada de la mesura de tensió drenador-font del transistor.

El codi ARDUINO que hem dissenyat ens realitza la mateixa seqüència que hem descrit a la part de simulació. Primerament un temps d'1  $\mu$ s on tots dos transistors estaran apagats, fins a 50  $\mu$ s mantindrem tots dos transistors en funcionament, després fins a aproximadament 100  $\mu$ s (5 polsos) apaguem el transistor auxiliar i el principal estarà funcionant amb la freqüència coneguda a partir de la mesura de freqüència i finalment deixem funcionant el sistema, continuant només amb el transistor principal sol, amb la mesura de pas per zero, fent activar el transistor cada vegada que detectem zero volts al drenador d'aquest.

Per controlar els temps utilitzarem interrupcions al *timer* del ARDUINO. Per usar-los necessitem la llibreria DueTimer.

Tot seguit es dona el codi ARDUINO.

```
//LLIBRERIA TIMERS ARDUINO DUE
#include <DueTimer.h>

//OUTPUTS PINS

const int com1 = 2; //Digital pin 2
const int com2 = 4; //Digital pin 4

//INPUTS PINS;

const int VDS = 0; //Analògic pin A0
const int FREQ = 10; //Digital pin 10
const int ZC = 12; //Digital pin 12
const int IL = 8; //Digital pin 8

//VARIABLES

double T = 50; //Període inicial en us que volem que es mantinguin encesos els dos
transistors (pas 1).

volatile int count = 0; //sumador per controlar polsos de freqüència

volatile int estat = 0; //marca estat inicial

int Valor_VDS; //Variable valor analògic de VDS.

void risingil() { //al rebre flanc ascendent de mesura de sobrecorrent (sobrepassem el
límit imposat de corrent)

    digitalWrite(com1, 0); //apaguem transistor principal
```

```
    digitalWrite(com2, 1); //apaguem transistor auxiliar
}

void risingfreq() { //ens entra a rutina de interrupció cada vegada que tenim un canvi
de flanc en mesura de freqüència

    if(FREQ == 1){ //si tenim flanc ascendent

        digitalWrite(com1, 1); //encenem transistor principal
    }

    else { //flanc descendent

        digitalWrite(com1, 0); //apaguem transistor principal
    }

    count ++; //cada vegada que entrem a rutina de interrupció sumem 1 fins a 10 (5
vegades flanc ascendent i 5 descendent per tenir 5 polsos finals)

}

void fallingzc(){ //entra a rutina de interrupció cada vegada que tenim un canvi de
flanc en detecció pas per zero

    if(ZC == 0){ //Si tenim descendent (detectat un pas per zero)

        digitalWrite(com1, 1); //activem transistor principal
    }

    else{ //flanc ascendent

        digitalWrite(com1, 0); //apaguem transistor principal
    }

}

void irq_timer_zero(){ //Un cop transcorregut el temps entra a rutina de interrupció
i els apaga

    digitalWrite(com1, 0); //Apaguem transistor principal

    digitalWrite(com2, 1); //apaguem transistor auxiliar

    estat = 1; //marquem que hem acabat el primer estat
}

void setup() {

    pinMode(com1, OUTPUT); //sortida com1 (transistor principal)
    pinMode(com2, OUTPUT); //sortida com2 (transistor auxiliar)
    pinMode(FREQ, INPUT); //entrada mesura de freqüència
    pinMode(IL, INPUT); //entrada mesura sobrecorrent
    pinMode(ZC, INPUT); //entrada detecció pas per zero
    pinMode(VDS, INPUT); //entrada analògica lectura de tensió drenador font
    Serial.begin(115200); //activem lectura virtual ARDUINO

    //PUNT INICAL

    digitalWrite(com1, 0); //Apaguem transistor principal
    digitalWrite(com2, 1); //Apaguem transistor auxiliar
    for(int i=0; i<=1000; i++){ //Creem un petit delay per marcar un punt de inici

        count = 0;
    }

    digitalWrite(com1, 1); //Encenem transistor principal
```



```
digitalWrite(com2, 0); //Encenem transistor auxiliar

Timer1.attachInterrupt(irq_timer_zero).start(T); //crida interrupció pel temps
inicial (50us) que estaran funcionant tots dos transistors

attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(IL), risingil, RISING); //Crida rutina
interrupció mesura límit sobrecorrent quan rep flanc de pujada
}

void loop() {

    if (estat == 1){ //un cop acabat el primer estat comença el següent pas

        attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(FREQ), risingfreq, CHANGE); //Crida rutina
        interrupció mesura de freqüència cada vegada que aquest canvia (tant flanc de pujada com
        de baixada)

    }

    if (count >= 10){ //un cop arribem a 10 amb el comptador (5 polsos treballant a
    freqüència de sistema) passem al següent pas

        attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(ZC), fallingzc, CHANGE); //Crida rutina
        interrupció detecció pas per zero cada vegada que aquest canvia (tant flanc de pujada
        com de baixada)

    }

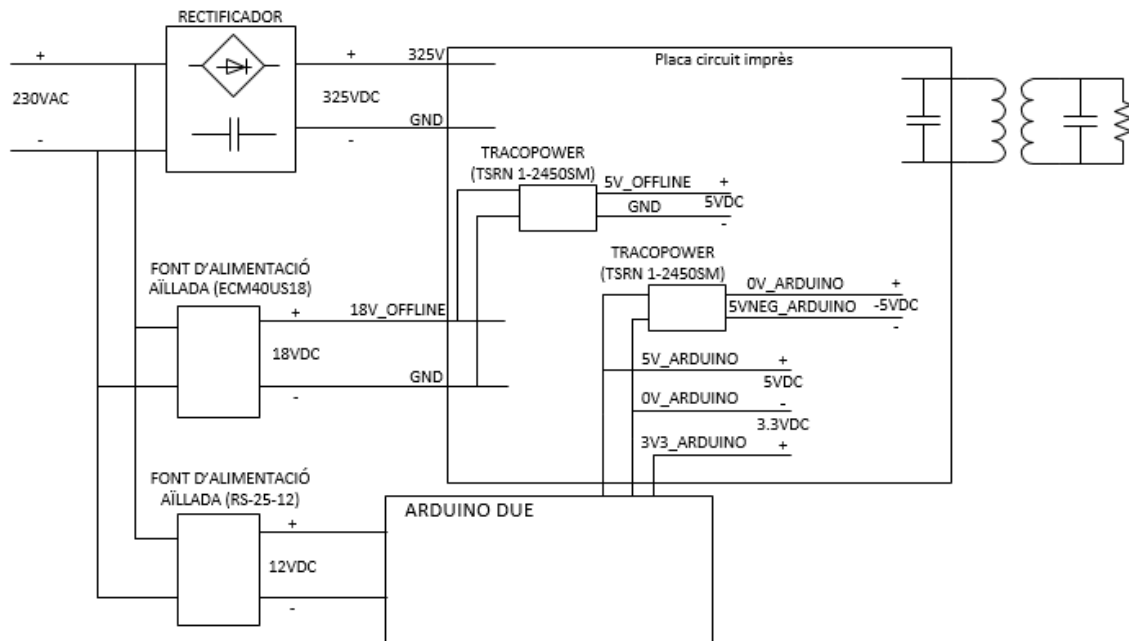
    Valor_VDS = analogRead(VDS); //lectura analògica

    Serial.println(Valor_VDS); //mostra valor VDS en decimal
}
```

### 2.3.7. Placa circuit imprès

Un cop teníem tot el disseny acabat, sabem quins elements, alimentacions i senyals d'entrada i sortida podrem repartir dins una sola placa de circuit imprès (PCB).

Començant per les alimentacions s'ha cregut convenient deixar components externs i alguns components dins la mateixa placa. En la figura 64 observem el mapa d'alimentacions.

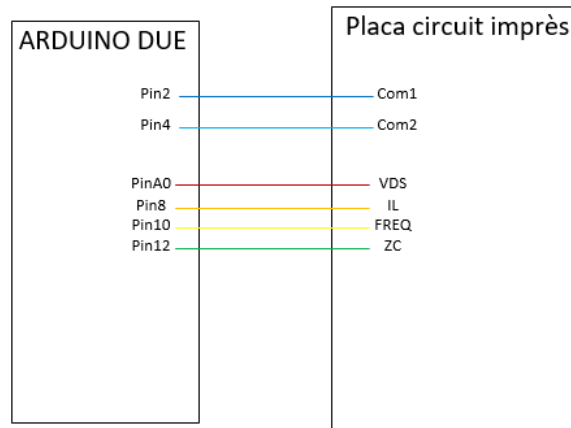


IL·LUSTRACIÓ 64. MAPA D'ALIMENTACIONS DEL SISTEMA

Com alimentacions externes trobem, a part de l'alimentació de xarxa de 230 VAC i el rectificador, dues fonts aïllades que ens proporcionen 18 VDC i 12 VDC. La font de 12 V s'usarà per alimentar la placa del microcontrolador ARDUINO DUE. La font de 18 V tindrà entrada directa a la PCB per alimentar el driver del transistor principal i per generar 5 V mitjançant un convertidor contínua-contínua. Aquests 5 V serviran per alimentar el driver del transistor auxiliar i els comparadors. La font de 18 V és una font d'alimentació commutada amb aïllament model ECM40US18 (27). La font de 12 V és una font d'alimentació commutada amb aïllament model RS-25-12 (28). El convertidor contínua-contínua de 5 V és de la companyia Tracopower model TSRN 1-2450SM (29).

Des del mateix microcontrolador tenim entrades directes a la PCB a 5 V i 3.3 V. Aquests s'usaran per al sistema de control. A partir d'aquests 5 V es generen -5 V usant un convertidor contínua-contínua model TSRN 1-2450SM de la companyia Tracopower. La tensió +5V s'usarà per alimentar els optoacobladors i constituirà la tensió d'alimentació alta dels amplificadors operacionals. La tensió -5 V constituirà al tensió d'alimentació baixa dels amplificadors operacionals.

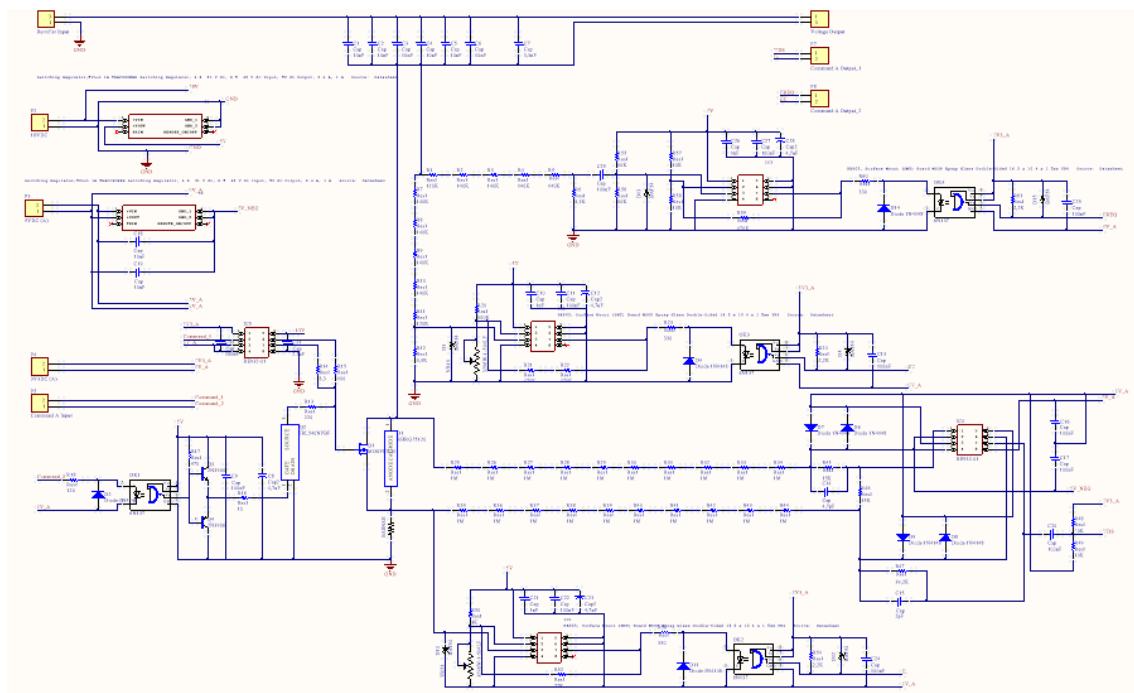
Un altre aspecte que tenim en compte per dissenyar la PCB són les entrades i sortides pel control. Aquestes es mostren a la figura 65.



IL·LUSTRACIÓ 65. ESQUEMA ENTRADES I SORTIDES CONTROL PCB

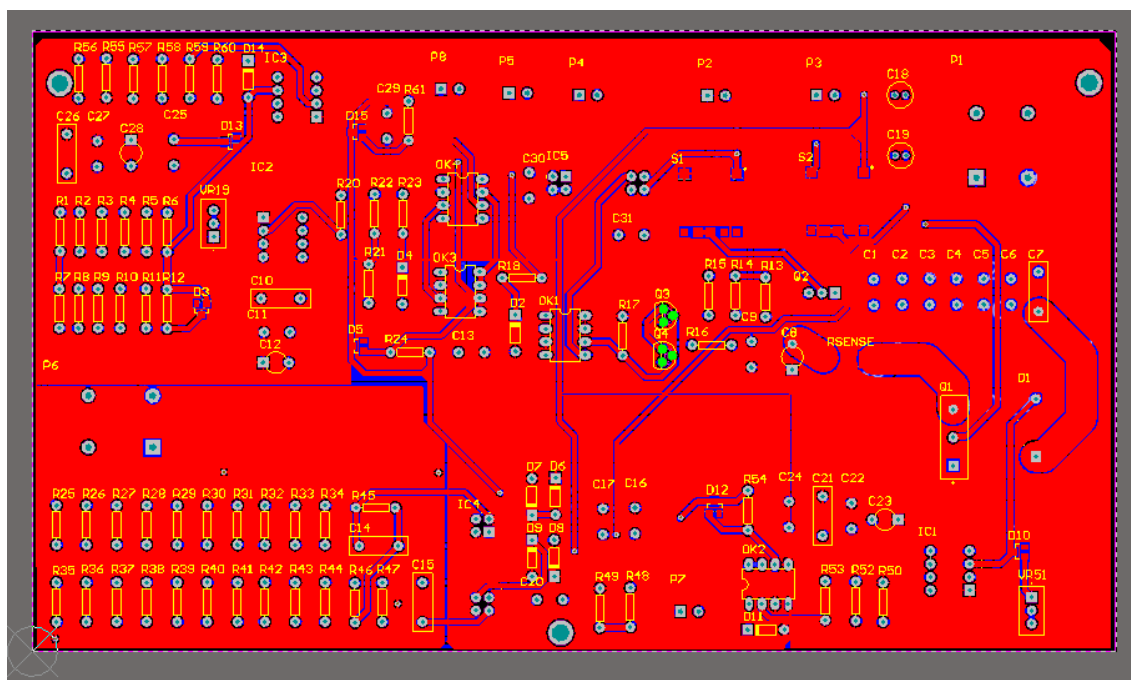
El següent pas és crear la PCB, per fer-la utilitzarem el programa Altium.

Primerament creem l'esquema elèctric corresponent. Aquest es mostra en la figura 66.

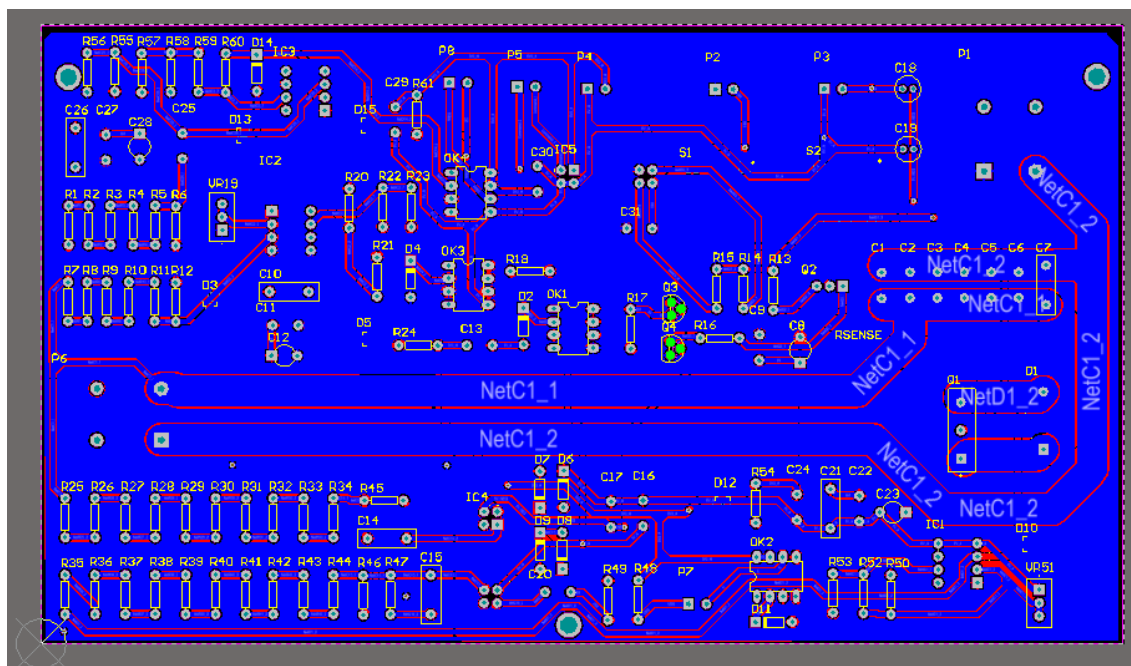


IL·LUSTRACIÓ 66. ESQUEMA FINAL ALTUM

A partir de l'esquema anterior s'han dibuixat les pistes a la cara superior (figura 67) i a la cara inferior (figura 68).



IL·LUSTRACIÓ 67. ESQUEMA PISTES CAPA SUPERIOR



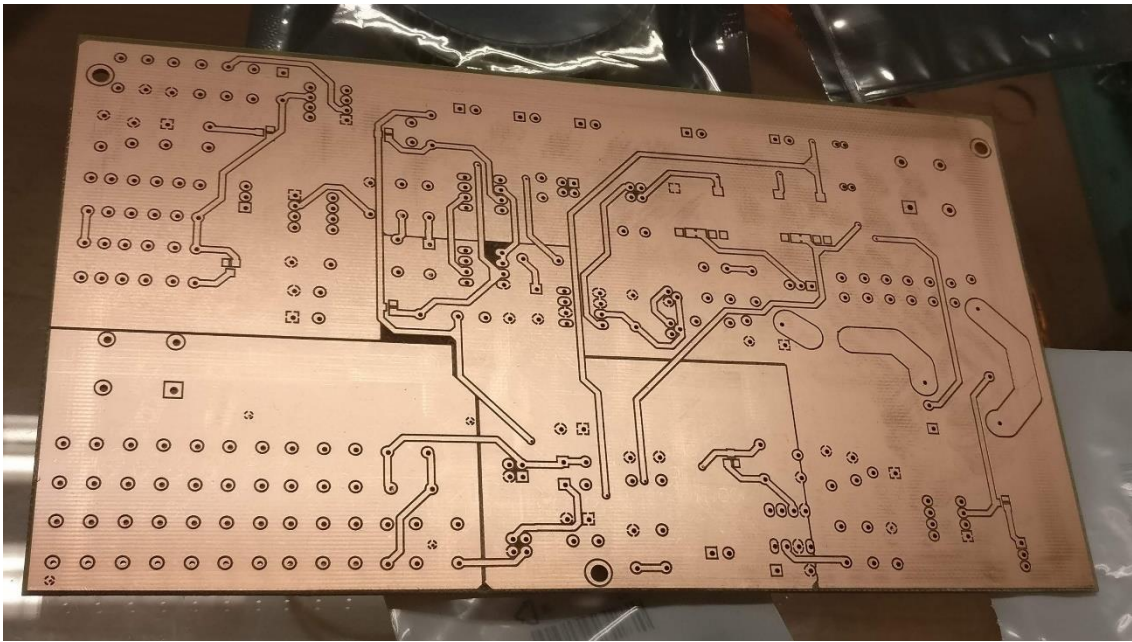
IL·LUSTRACIÓ 68. ESQUEMA PISTES CAPA INFERIOR

Les dimensions de la placa són 210 x 120 mm, que s'ajusten als màxims permesos per l'equipament disponible a la universitat. Les dimensions dels pads i les separacions entre pistes també s'ajusten als requeriments de l'equipament i es detallen a (30). També s'han seguit la normativa i recomanacions de (31). En els annexes trobem més informació de la placa.

En la figura 67 de la capa superior, està repartida per tres plans, un corresponent a la massa GND de la placa, un segon corresponent a la massa 0V\_ARDUINO i el tercer al node d'alimentació 5V\_ARDUINO.

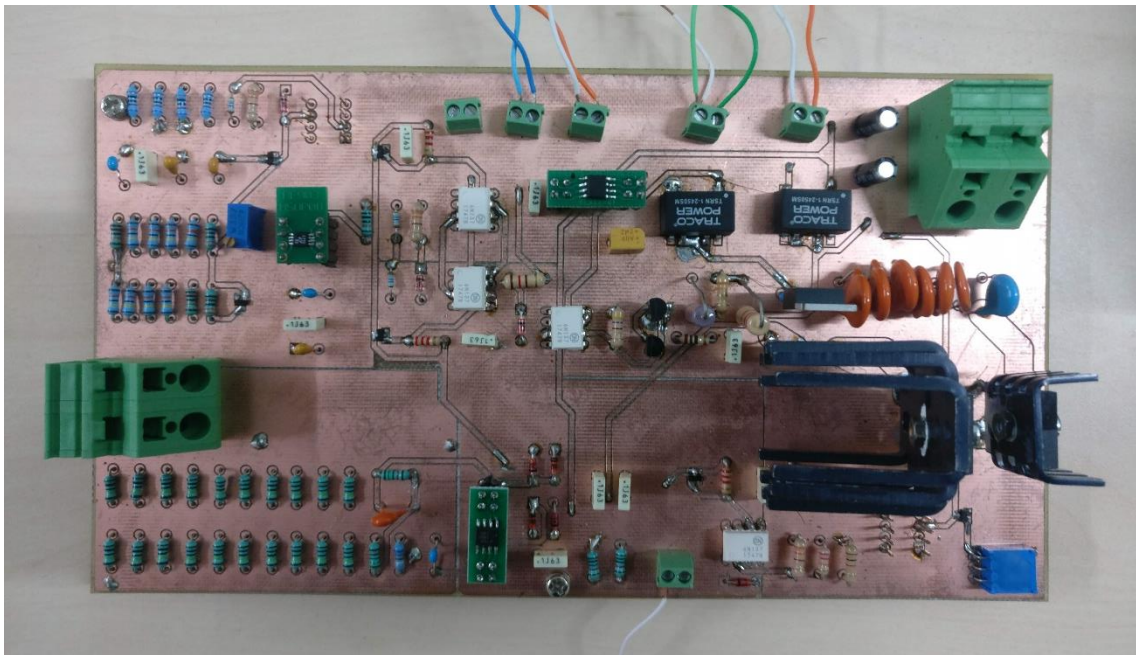
En la figura 68 de la capa inferior només correspon al pla de GND.

La placa obtinguda a la fresadora la podem observar a la figura 69 (per la cara superior).



IL·LUSTRACIÓ 69. PCB VISTA SUPERIOR REAL SENSE COMPONENTS

Un cop soldats els elements necessaris obtenim la PCB de la figura 70.



IL·LUSTRACIÓ 70. PCB VISTA SUPERIOR REAL AMB COMPONENTS

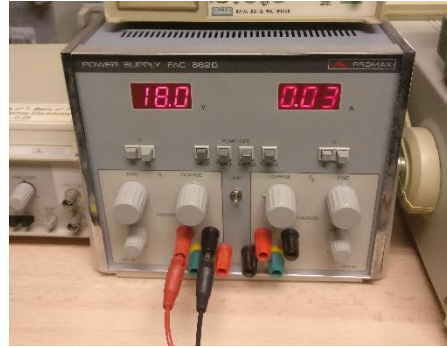


## 2.4. Resultats experimentals

Els primers resultats s'han obtingut substituint el rectificador per una font d'alimentació contínua del laboratori. Per poder obtenir aquesta tensió hem utilitzat una font de tensió aïllada ràpida (figura 72). La tensió del driver de 18 VDC s'ha generat amb una segona font de tensió aïllada lenta del laboratori (figura 71). El microcontrolador s'ha alimentat directament des del portàtil.



IL·LUSTRACIÓ 72. FONT DE TENSÍO AÏLLADA RÀPIDA



IL·LUSTRACIÓ 71. FONT DE TENSÍO AÏLLADA LENTA

La dada que ens interessa conèixer del sistema és la potència obtinguda en la càrrega ( $R_{load}$ ) de la bobina receptora. L'obtidrem mesurant el valor eficaç de la tensió en borns de la resistència  $R_{load}$  i aplicant la fórmula:

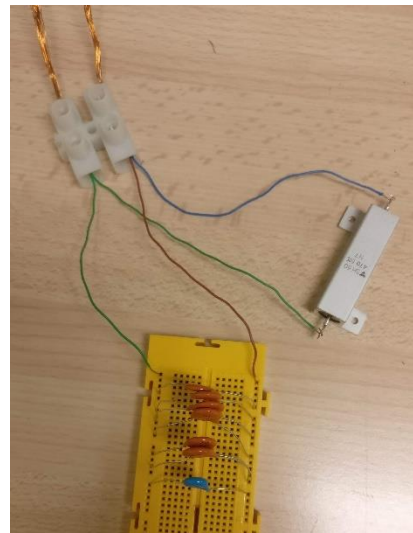
$$P = \frac{V_{eficaç}^2}{R_{load}} [W]$$

Al llarg de les proves i segons la tensió amb què alimentàvem el sistema hem anat canviant la resistència de càrrega del circuit receptor.

Inicialment s'ha utilitzat una resistència de  $680 \Omega$  i  $300 W$  (model HS300 680R J (32)). El muntatge receptor el trobem en la figura 74. Al reduir la tensió, ajustem la resistència: contant una tensió d'uns 100 VDC d'entrada al sistema, obtenim experimentalment 60 VAC de pic a pic en borns de la bobina receptora, si volem tenir inicialment els 70 W a la resistència de càrrega, el valor d'aquesta ha de ser d'uns  $47 \Omega$  (model HS50 47R J (32)). En la figura 73 observem el circuit receptor amb aquesta resistència.

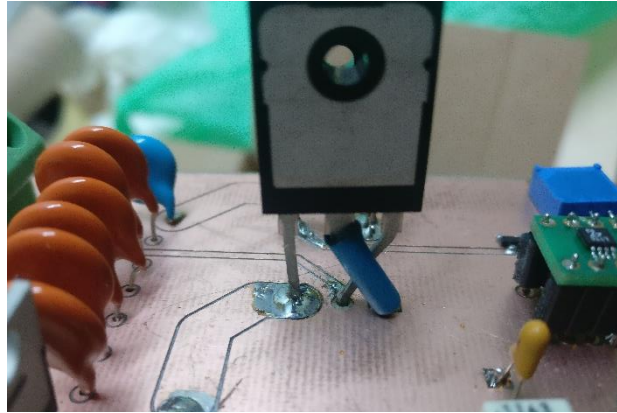


IL·LUSTRACIÓ 74. CIRCUIT RECEPTOR  
AMB RESISTÈNCIA  $680 \Omega$  I  $300 W$



IL·LUSTRACIÓ 73. CIRCUIT RECEPTOR  
AMB RESISTÈNCIA  $47 \Omega$  I  $50 W$

El primer problema que ens vam trobar va ser un error en la PCB: els pins porta i drenador del transistor principal estaven intercanviats. Al fer-lo funcionar per primera vegada va fer que el component es fes malbé i es va haver de canviar. Al col·locar el següent transistor es van creuar les potes amb una funda aïlladora a una de les potes per no crear cap curtcircuit (figura 75).



IL·LUSTRACIÓ 75. SOLUCIÓ ERROR PINS TRANSISTOR PRINCIPAL

Un cop solucionat el problema anterior, es va decidir fer proves fent commutar el transistor principal a 100 kHz. El codi ARDUNO usat és el següent.

```
#include <DueTimer.h>
#include <pwm_defs.h>
#include <pwm_lib.h>
using namespace arduino_due::pwm_lib;
#define PWM_PERIOD_PIN_35 1000
#define PWM_DUTY_PIN_35 300
pwm<pwm_pin::PWMH0_PC3> pwm_pin35;
const int com1 = 35; //Digital pin 35
const int com2 = 4; //Digital pin 4

long Tinici = 10; //Periode inicial en us que volem que es mantinguin encesos els dos
transistors (pas 1).

long T = 10;
long DT = 1;

volatile int estat = 0;
volatile int estat_pin = 0;

void irq_inici(){
    digitalWrite(com1, 0);
    digitalWrite(com2, 1);
    estat = 1;
}

void setup() {
    pinMode(com1, OUTPUT);
    pinMode(com2, OUTPUT);
    digitalWrite(com1, 0);
```

```

digitalWrite(com2, 1);

for(int i=0; i<=1000; i++){
}

digitalWrite(com1, 1);
digitalWrite(com2, 0);

Timer1.attachInterrupt(irq_inici).start(Tinici); //CRIDA A LA RUTINA DE INTERRUPTIO
ZERO al temps start(us)

}

void loop() {
  if (estat == 1){
    Timer1.stop();
    estat = 2;

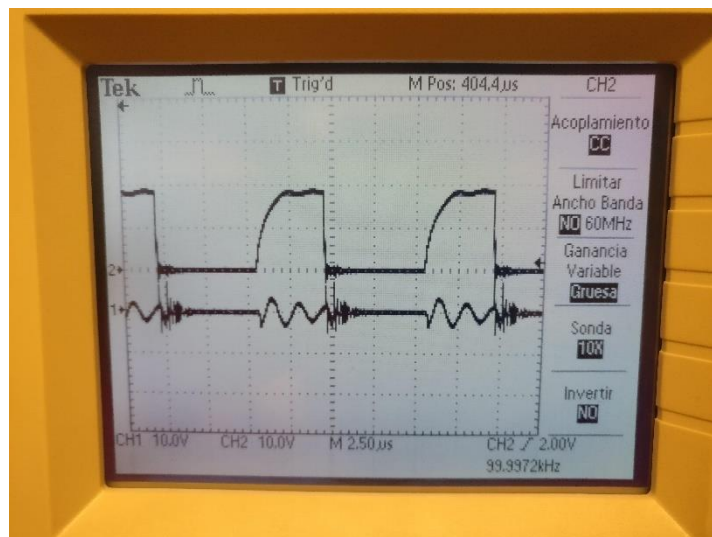
    pwm_pin35.start(PWM_PERIOD_PIN_35, PWM_DUTY_PIN_35);
  }
}

```

El codi anterior fa treballar inicialment a la vegada el transistor principal i auxiliar durant 10  $\mu$ s i després desactiva el transistor auxiliar deixant el principal treballant a freqüència de 100 kHz i DUTY 0.3.

El segon problema que ens vam trobar, va ser que al mesurar la tensió porta-font del transistor principal (Vgs) per verificar el cicle de treball presentava unes fortes oscil·lacions. Vam descobrir que la causa no era la PCB sinó el fet que la sonda de l'oscil·loscopi estava connectada entre el node porta del transistor i el node terra de la font de tensió ràpida i aquest darrer presentava caigudes apreciables de tensió amb el node font del transistor. Aquestes caigudes de tensió s'il·lustren en la figura 76.

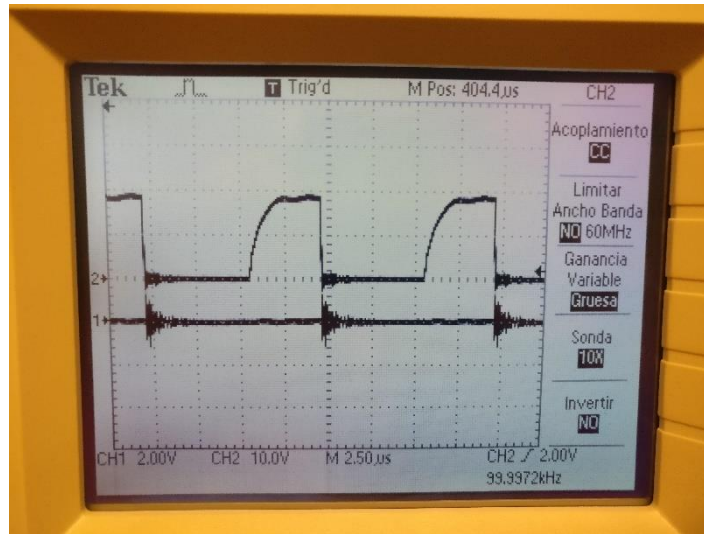
Quan la sonda es va connectar directament entre els nodes porta i font del transistor, les oscil·lacions van desaparèixer (figura 76).



**IL·LUSTRACIÓ 76. TRAÇA SUPERIOR: TENSÍO VGS AMB LA SONDA CONNECTADA CORRECTAMENT; TRAÇA INFERIOR: DIFERÈNCIA DE TENSÍO ENTRE EL NODE TERRA DE LA FONT DE TENSÍO AÏLLADA RÀPIDA I EL NODE FONT DEL TRANSISTOR PRINCIPAL.**

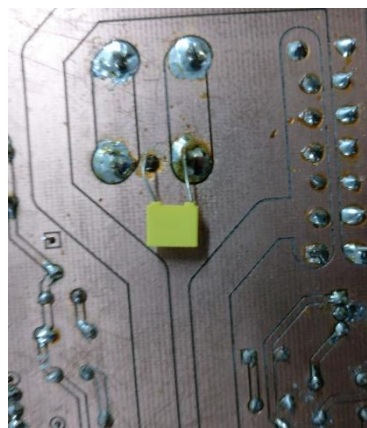


A l'utilitzar a la vegada dues fonts, es va provar d'alimentar tot el sistema usant només la font aïllada lenta (figura 71). El resultat va ser una reducció apreciable de les caigudes de tensió entre, el node terra de la font i el node font del transistor principal. Aquesta reducció s'il·lustra en la figura 77. Això suggereix que el problema era en gran part no causat per la PCB, sinó per la font de tensió ràpida.



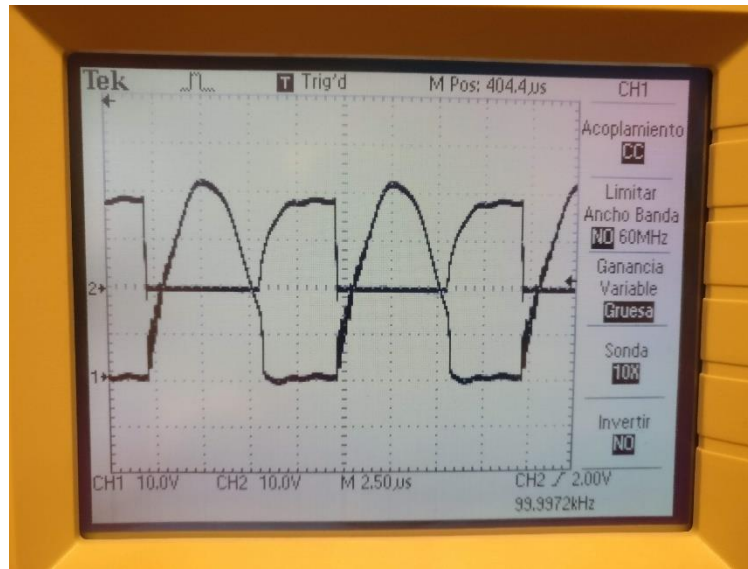
**IL·LUSTRACIÓ 77. TRAÇA SUPERIOR: TENSÍO VGS AMB LA SONTA CONNECTADA CORRECTAMENT; TRAÇA INFERIOR: DIFERÈNCIA DE TENSÍO ENTRE EL NODE TERRA DE LA FONT DE TENSÍO AÏLLADA LENTA I EL NODE FONT DEL TRANSISTOR PRINCIPAL.**

Seguint fent proves, es va observar que la tensió porta-font estava influenciada per la tensió drenador-font. Com a solució es va soldar un condensador entre els nodes del transistor principal porta i font (figura 78). Es van realitzar proves amb diversos valors i finalment es va escollir un condensador de 2 nF.



**IL·LUSTRACIÓ 78. CONDENSADOR AFEGIT EN ELS NODES PORTA I FONT DEL TRANSISTOR PRINCIPAL**

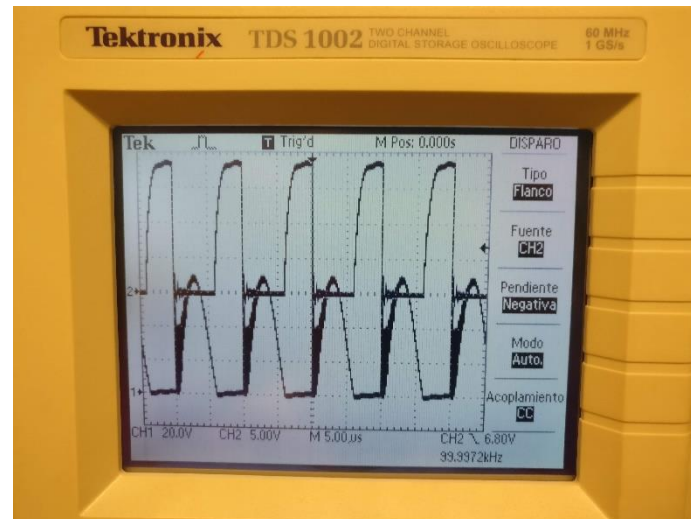
A la figura 79 s'il·lustren les tensions  $V_{gs}$  i la tensió drenador-font ( $V_{ds}$ ) amb el condensador de 2 nF alimentant tot el sistema usant només la font aïllada lenta. La tensió d'entrada era de 34 V.



**IL·LUSTRACIÓ 79. TENSÍO  $V_{gs}$  (SUPERIOR) I TENSÍO  $V_{ds}$  (INFERIOR) AMB CONDENSADOR DE 2 nF ALIMENTANT TOT EL SISTEMA A 34 V AMB LA FONT AÏLLADA LENTA**

Un cop en aquest punt es va decidir alimentar a partir del rectificador. Tanmateix i per precaució, es va preferir usar un transformador 230-35-35 (model TE20235) entre la xarxa i el rectificador.

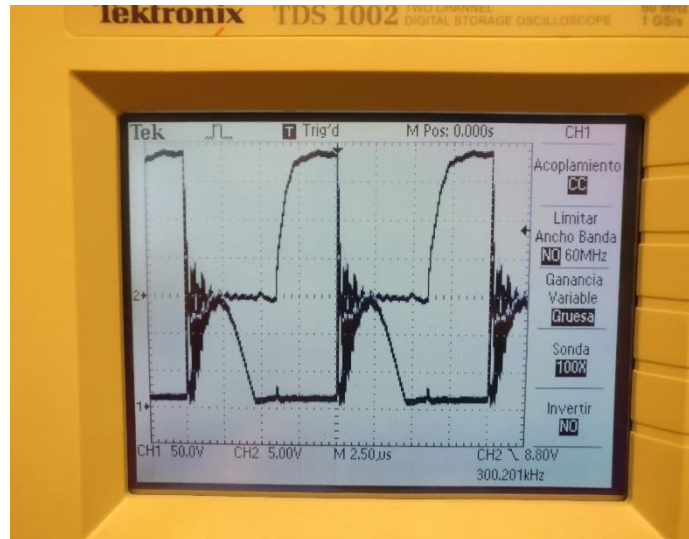
Inicialment es va usar només una de les sortides de 35 VAC del transformador, de forma que a la sortida del rectificador obteníem  $35\sqrt{2}V = 50V$  nominals. La resistència de càrrega era de 47  $\Omega$ . A la figura 80 s'il·lustren les tensions  $V_{gs}$  i  $V_{ds}$  del transistor principal obtingudes.



**IL·LUSTRACIÓ 80. TENSÍO  $V_{gs}$  (SUPERIOR) I TENSÍO  $V_{ds}$  (INFERIOR) DEL TRANSISTOR PRINCIPAL AMB TRAF 230-35, RECTIFICADOR I CÀRREGA DE 47  $\Omega$**

Com es pot observar, la tensió  $V_{ds}$  presenta una oscil·lació sobreposada significativa. Aquesta oscil·lació dóna lloc a què a l'inici de cada cicle, la tensió  $V_{ds}$  ja assoleixi el valor màxim "normal" d'aproximadament 140 V.

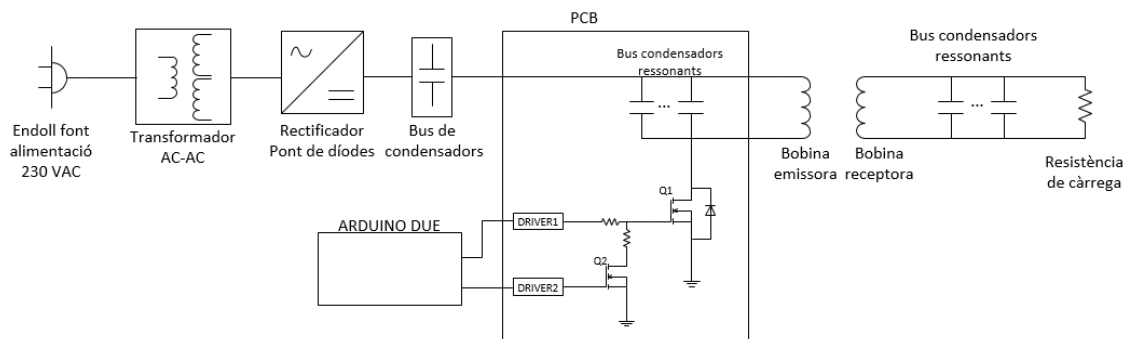
L'oscil·lació esmentada es va accentuar encara més quan vam usar les dues sortides de 35 VAC del transformador (aproximadament 100 V). La figura 81 es mostren les tensions  $V_{gs}$  i  $V_{ds}$  corresponents. En aquest cas, el valor "normal" de la tensió  $V_{ds}$  és d'aproximadament 300 V, però a l'inici de cada cicle dóna lloc a un pic de tensió superior a 600 V.



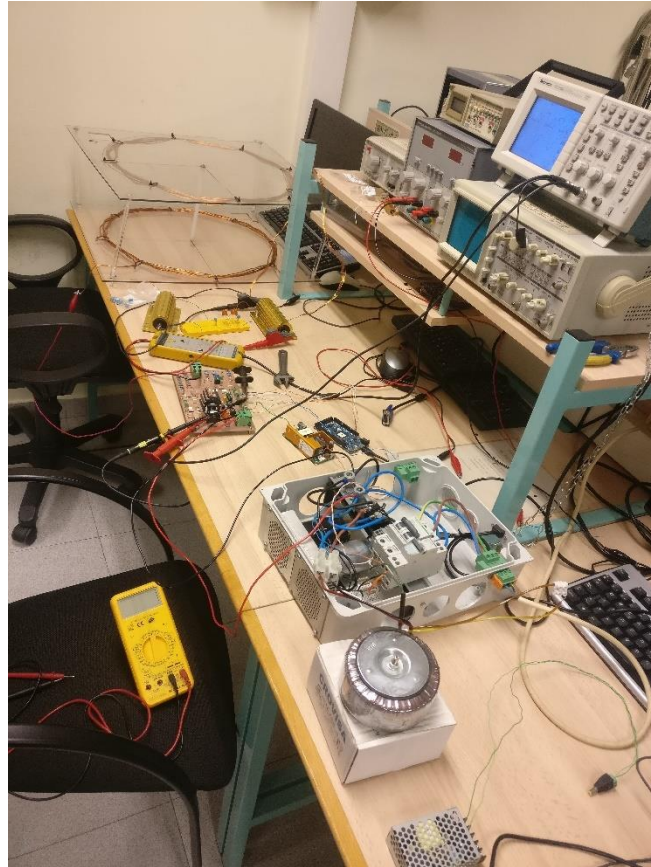
IL·LUSTRACIÓ 81. TENSIO  $V_{GS}$  (SUPERIOR) I TENSIO  $V_{DS}$  (INFERIOR) DEL TRANSISTOR PRINCIPAL AMB TRAF 230-70, RECTIFICADOR I CÀRREGA DE 47  $\Omega$

Tot i que s'han fet diferents proves no s'han pogut eliminar aquestes oscil·lacions que clarament impedeixen alimentar el sistema directament de la xarxa, com era el nostre objectiu.

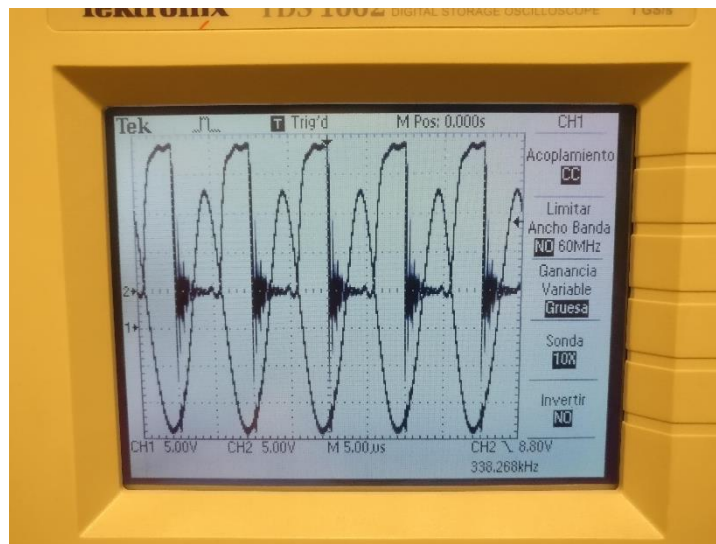
Un problema afegit és el fet que degut al circuit de mesura no estan dins de cap capça aïllada, les interferències electromagnètiques creades pels inductors impedeixen usar-los. Com a conclusió, l'objectiu del sistema, que era alimentar-lo directament de xarxa a 230 VAC i que oscil·lés de forma autònoma, no s'ha pogut assolir. Només ha estat possible alimentar el sistema a 100 VAC aproximadament i fer commutar el transistor principal a freqüència fixa de 100 kHz (figura 82). En aquestes condicions i amb una resistència de càrrega de 47 Ohm (figura 83), s'ha obtingut la tensió en borns de la càrrega que s'il·lustra en la figura 83.



IL·LUSTRACIÓ 82. CONDICIONS FINALS D'OPERACIÓ



**IL·LUSTRACIÓ 83. MUNTATGE FINAL REAL AMB UNA TENSIÓ D'ENTRADA DE 100 VAC, COMMUTACIÓ FORÇADA DEL TRANSISTOR PRINCIPAL I RESISTÈNCIA DE CÀRREGA DE 47  $\Omega$**



**IL·LUSTRACIÓ 84. TENSIÓ VGS DEL TRANSISTOR PRINCIPAL AMB TENSIÓ ALS BORNES DE LA RESISTÈNCIA DE CÀRREGA DEL CIRCUIT RECEPTOR**

A partir de la figura 84, podem calcular la potència sobre la càrrega: el valor de tensió de pic és d'aproximadament 35 V, i per tant, obtenim:

$$P = \frac{35^2}{47 * 2} = 13 \text{ W}$$

### 3. Resum de resultats

#### 3.1. Pressupost

TAULA 13. TAULA PRESSUPOST

Reference	Element	Provider	manufacturer	Quantity	Price/unit	Price
217-3835	Grassa Tèrmica	RS	RS Pro	1	16,12	16,12
C60N-ICPM 2P 25A	Disjuntor magneto tèrmic	CadenzaElectric	Schneider Electric	1	6,69	6,69
-	Cable micro USB ARDUINO	-	-	1	7,99	7,99
-	Connector alimentació (12 VDC)	-	-	1	10,31	10,31
1984617	Bloc terminal connector muntatge PCB 2P 3,5 mm Pitch	MOUSER	Phoenix Contact	6	0,419	2,514
1722545	Bloc terminal connector muntatge PCB 2P 10 mm Pitch	MOUSER	Phoenix Contact	2	1,9	3,8
SBR25/35A	Pont rectificador	RS	HY Electronic Corp	1	1,832	1,832
153AB1500B	Dissipador	RS	ABL Components	1	19,57	19,57
1780870000	Borna de espiga WF 10	RS	Weidmuller	2	8,86	17,72
1716506	Pluggable terminal block 2 pos. (F)	Mouser	Phoenix Contact	1	3,98	3,98
1716519	Pluggable terminal block 3 pos. (F)	Mouser	Phoenix Contact	1	6,25	6,25
1778065	Pluggable terminal block 2 pos. (M)	Mouser	Phoenix Contact	1	3,4	3,4
1778078	Pluggable terminal block 3 pos. (M)	Mouser	Phoenix Contact	1	4,87	4,87
BAT54	Díode SM	RS	Nexperia	6	0,046	0,276
1N4148	Díode	RS	ON Semiconductor	4	0,024	0,096
SCT3160KL	MOSFET N-Channel 1200 V	Digi-key	Rohm	1	8,13	8,13
IRL540	MOSFET N-Channel 100 V	Digi-key	Infineon	1	1,59	1,59
2N3904	Transistor Bipolar NPN	Digi-key	ON Semiconductor	1	0,21	0,21



2N3906	Transistor bipolar PNP	Digi-key	Micro commercial	1	0,19	0,19
LMH6643	Amplificador Operacional	RS	Texas Instruments	1	1,81	1,81
6N137	Optoacoblador	RS	ON Semiconductor	4	1,05	4,2
LT1711	Comparador	RS	Linear Technology	3	3,975	11,925
RS-25-12	Font d'alimentació commutada 12 VDC	RS	RS Pro	1	13,38	13,38
ECM40US18	Font d'alimentació commutada 18 VDC	RS	XP Power	1	36,75	36,75
TSRN 1-2450SM	Regulador de commutació	RS	Tracopower	2	12,08	24,16
R82DC3100DQ50J	Condensador 100 nF	RS	KEMET	14	0,132	1,848
TAP475K010SCS	Condensador 4.7 uF	RS	AVX	4	0,358	1,432
790D225X9040B2BE3	Condensador 2,2 uF	RS	Vishay	1	2,22	2,22
RDE5C1H2R0COM1H03A	Condensador 2 pF	RS	Murata	1	0,201	0,201
561R10TCCV47	Condensador 4.7 pF	RS	Vishay	1	0,73	0,73
B43456A5108M	Condensador electrolític 1000 uF	RS	EPCOS	1	32,8	32,8
-	Condensador electrolític 90 uF	-	-	1	10	10
EZP-E50106LTA	Condensador polipropilè 10 uF	RS	Panasonic	1	6,75	6,75
ECQE4105JF	Condensador polièster 1 uF	RS	Panasonic	1	1,008	1,008
562R10TSD20	Condensador 2 nF	RS	Vishay	1	0,337	0,337
562R5GAS10	Condensador 10 nF 1 kV	RS	Vishay	16	0,45	7,2
DE2E3SA332MA3BY02F	Condensador 3,3 nF 1 kV	RS	Murata	2	0,52	1,04
LR1F3K3	Resistència 3,3 kΩ	RS	TE Connectivity	2	0,046	0,092
LR1F10K	Resistència 10 kΩ	RS	TE Connectivity	6	0,046	0,276
LR1F15K	Resistència 15 kΩ	RS	TE Connectivity	2	0,044	0,088
LR1F100K	Resistència 100 kΩ 0,6 W	RS	TE Connectivity	1	0,046	0,046
LR1F24K	Resistència 24 kΩ	RS	TE Connectivity	1	0,059	0,059
MRS16000C4703FCT00	Resistència 470 kΩ	RS	Vishay	3	0,041	0,123
MRS25000C1403FCT00	Resistència 140 kΩ	RS	Vishay	8	0,088	0,704
LR1F120K	Resistència 120 kΩ	RS	TE Connectivity	2	0,13	0,26

MRA02071MBTA015	Resistència 1 M $\Omega$ 0,25 W	RS	Arcol	20	0,388	7,76
YR1B39K2CC	Resistència 39,2 k $\Omega$	RS	TE Connectivity	1	0,352	0,352
RL73K3AR10J	Resistència 0,1 $\Omega$	RS	TE Connectivity	1	0,131	0,131
CFR200J100R	Resistència 100 $\Omega$ 2 W	RS	TE Connectivity	1	0,248	0,248
CFR200J220R	Resistència 220 $\Omega$ 2 W	RS	TE Connectivity	1	0,179	0,179
CFR16J2K2	Resistència 2,2 k $\Omega$	RS	TE Connectivity	3	0,057	0,171
CFR16J120R	Resistència 120 $\Omega$	RS	TE Connectivity	1	0,057	0,057
CFR16J470R	Resistència 470 $\Omega$	RS	TE Connectivity	1	0,113	0,113
YR1B10RCC	Resistència 10 $\Omega$	RS	TE Connectivity	1	0,275	0,275
CFR16J330RJIT	Resistència 330 $\Omega$	RS	TE Connectivity	3	0,149	0,447
CBT25J3R3	Resistència 3,3 $\Omega$	RS	TE Connectivity	1	0,225	0,225
3296W-1-103LF	Resistència variable 10 k $\Omega$ màx.	RS	Bourns	1	2,18	2,18
3296W-1-332LF	Resistència variable 3,3 k $\Omega$ màx.	RS	Bourns	1	2,12	2,12
CFR200J6K8	Resistència 6,8 k $\Omega$ 2 W	RS	TE Connectivity	4	0,191	0,764
HS300 680R J	Resistència 680 $\Omega$ 300 W	RS	Arcol	1	34,59	34,59
HS50 47R J	Resistència 47 $\Omega$ 50 W	RS	Arcol	1	4,97	4,97
RDER72A102K0M1H03A	Condensador 1 nF	RS	Murata	3	0,106	0,318
SYB-170	Mini placa protoboard	-	-	1	2,16	2,16
TE20235	Transformador toroidal 2x35 V 200 VAC 220 V	Diotronic	Diotronic	1	70,8	70,8
A000062	ARDUINO DUE	ARDUINO	ARDUINO	1	35	35
-	PCB (placa + impressió)	-	-	1	200	200
Total						637,837
IVA (21 %)					0,21	133,94577
extra (10 %)					0,1	63,7837
Final cost						835,56647

Preu aproximat

### 3.2. Conclusions

En aquest treball de final de grau hem realitzat el disseny d'un carregador de 70 W sense fils per a vehicles elèctric.

El carregador es basa en l'acoblament magnètic entre dues bobines.

En el procés de disseny hem escollit la topologia del circuit ressonant, hem seleccionat els components i hem comprovat el funcionament amb el simulador LTSpice. El resultat ha estat que el sistema era capaç de generar aproximadament 70 W sobre una resistència de 50  $\Omega$ .

A continuació s'ha implementat un circuit rectificador monofàsic per alimentar el circuit ressonant, s'han construït les bobines i s'ha implementat en una PCB i el circuit de control del circuit ressonant.

El carregador construït ens ha permès arribar fins a 13 W, lluny dels 70 W marcats com a objectiu. La causa principal per no assolir la potència prevista han estat les oscil·lacions a la tensió drenador-font del transistor principal, oscil·lacions que no hem estat capaços d'eliminar.

### 3.3. Treball futur

Com a treball futur s'hauria de tornar a dissenyar la PCB corregint els errors que presenta l'actual i eliminant les oscil·lacions a la tensió drenador-font del transistor principal.

També s'hauria de trobar la manera d'eliminar les interferències electromagnètiques dels inductors en els circuits de mesures.

Un cop solucionats els problemes de les oscil·lacions i interferències electromagnètiques, s'hauria d'alimentar el carregador directament de xarxa sense utilitzar el transformador, per veure si així es poden arribar o superar els 70 W de disseny.

El següent pas a realitzar seria millorar els inductors, afegint plaques de ferrita per augmentar el coeficient d'acoblament.

El pas final seria dissenyar el sistema de recepció, de forma que en lloc de tenir una simple resistència de càrrega passéssim la tensió alterna a contínua, i provar el prototip en un vehicle elèctric.



### 3.4. Referències

1. Lu X, Wang P, Niyato D, Kim DI, Han Z. Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications. IEEE Commun Surv Tutor. 2016;18(2):1413–52.
2. FÍSICA\_ ELECTRICIDAD\_ Magnetismo y electromagnetismo.
3. International SAE, Recommended J, Rp P. SAE International Publishes J2954™ Recommended Practice Enabling Wireless Charging to 11kW. 2018;
4. Li S, Mi CC. Wireless power transfer for electric vehicle applications. IEEE J Emerg Sel Top Power Electron. 2015;3(1):4–17.
5. Section C, Grover W. TABLES FOR THE CALCULATION OF THE INDUC- TANCE OF CIRCULAR COILS OF RECTANGULAR By.
6. Cera-mite V. 561R and 562R Series Lower Voltage Ceramic DC Disc Capacitors 1000 V DC Temperature and Voltage Stabilized 561R and 562R Series. :561–3.
7. MuRata. DE2E3SA332MA3BY02F. 2018;2018.
8. Ic D. ICN60 25A. 2011;1–2.
9. HY. SILICON PASSIVATED THREE PHASE SBR25/35A. 2014;628–31.
10. Epcos. Aluminum Electrolytic Capacitors with Screw Terminals. 2012;(December).
11. Panasonic. Capacitor EZP.
12. Panasonic. Capacitor ECQE. 2000;
13. Semiconductor R. SCT3160KL N.Mosfet SiC. 2018;
14. Semiconductor F. Diode RHRG75120. 2013;(November):1–6.
15. Infineon. 1EDI EiceDRIVER™ Compact Separate output variant for MOSFET Industrial Power Control. 2015;1–22.
16. VISHAY. IRL540. Datasheet IRFP460. 2011;(V):9.
17. Semiconductor O. 2N3904.
18. Semiconductor O. 2N3906. Datasheet. 2002;(April):1–5.
19. VISHAY. Vishay Semiconductors High Speed Optocoupler , 6N137. (1):1–8.
20. Semiconductors V. Vishay Semiconductors Small Signal Fast Switching Diodes 1N4148. :4–7.
21. Linear Technology. LT1711/LT1712 - Single/Dual 4.5ns, 3V/5V/±5V, Rail-to-Rail Comparators. (mV):1–12.
22. Bourns. Trimming Potentiometer 3296W series. 2003;2003.
23. philips. BAT54. 2002;
24. Instruments T. LMH664x Low Power , 130 MHz , 75 mA Rail-to-Rail Output Amplifiers. 2014;
25. Features K. Current Sense Resistors Type RL73. 2012;
26. Atmel. Arduino Due Datasheet. 2018; Available from: [http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-11057-32-bit-cortex-m3-microcontroller-sam3x-sam3a\\_datasheet.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-11057-32-bit-cortex-m3-microcontroller-sam3x-sam3a_datasheet.pdf)
27. xppower. ECM40US18.

28. Well M. RS-25-12. 2017;
29. Tracopower. TSRN 1-2450SM. :1–3.
30. Impresos C. Parte técnica, Especificaciones fresadora. :0–1.
31. Díaz MJB. Normas Básicas y Recomendaciones en el Diseño de PCBs. 2015;1–20.
32. ARCOL. HS Aluminium Housed Resistors. 2010;2.

## ANNEXES

## Càlculs inductors teòrics

## Fórmula 1

## Càlcul inductància bobina emissora:

$$b = w = 0.15 \text{ cm}$$

$$c = nD = 6 \text{ espires} * 0.3 \text{ cm} = 1.8 \text{ cm}$$

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n+1)D = \frac{44.7 \text{ cm}}{2} + \frac{1}{2} * (6 \text{ espires} + 1) * 0.3 \text{ cm} = 23.4 \text{ cm}$$

$$\frac{c}{2a} = \frac{1.8 \text{ cm}}{2 * 23.4 \text{ cm}} = 0.038$$

$$\frac{b}{c} = \frac{0.15 \text{ cm}}{1.8 \text{ cm}} = 0.083$$

Anem a la taula A amb els valors calculats i hem d'interpol·lar: pel valor de  $\frac{c}{2a}$  entre 0.025 i 0.05 i dins de cada taula pels valors de  $\frac{b}{c}$  entre 0 i 0.1 on trobem els valors de  $K'$ .

Per tant, en la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.025$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $K' = 0$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $K' = 0.0071$ , interpolem:

$$\frac{0.0071 - 0}{0.1 - 0} = \frac{0.0071 - x}{0.1 - 0.083}$$

I tenim llavors:

$$K' = 0.0059$$

En la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.05$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $K' = 0$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $K' = 0.0121$ , interpolem:

$$\frac{0.0121 - 0}{0.1 - 0} = \frac{0.0121 - x}{0.1 - 0.083}$$

I obtenim:

$$K' = 0.0101$$

Finalment interpolem entre els valors per saber el definitiu  $K'$  per  $\frac{c}{2a} = 0.038$ :

$$\frac{0.0101 - 0.0059}{0.05 - 0.025} = \frac{0.0101 - x}{0.05 - 0.038}$$

Obtenim:

$$K' = 0.0081$$

Substituint els valors a la fórmula principal [1]:

$$L_e = 0.002\pi^2 \left(\frac{2a}{b}\right) n^2 a K' = 0.002\pi^2 * \left(\frac{2 * 23.4 \text{ cm}}{0.15 \text{ cm}}\right) * 6 \text{ espires}^2 * 23.4 \text{ cm} * 0.0081 = 42.02 \mu H$$

Per corregir la fórmula utilitzem els valors de A1 i B1 de la fórmula [3]:

$$\nu = \frac{\omega}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$\tau = \frac{t}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$A_1 = \log_e \frac{\nu + 1}{\nu + \tau} = \log_e \frac{0.5 + 1}{0.5 + 0.5} = 0.41$$

Per B1 agafem els valors de la taula B per  $\delta$ , per això també haurem d'interpolar:

Amb  $\nu = 0.5$  i  $\tau = 0.5$  tenim  $\delta_{12} = 0.070$

Interpolem entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  per la  $\delta_{13}$ :

$$\frac{0.014 - 0.019}{0.6 - 0.3} = \frac{0.014 - x}{0.6 - 0.5}$$

Ens dona un valor de  $\delta_{13} = 0.016$

Fem una doble interpolació, primer pels valors d'entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  quan  $\nu = 0$ :

$$\frac{0.006 - 0.009}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.007$

I per  $\nu = 1$ :

$$\frac{0.006 - 0.008}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.0066$

Finalment interpolem pels valors de  $\nu$ :

$$\frac{0.0066 - 0.007}{1 - 0} = \frac{0.006 - x}{1 - 0.5}$$

Així tenim un valor definitiu de  $\delta_{14} = 0.0068$

Pel valor de  $\delta_{15}$ , haurem de tornar a interpolar entre els valors  $\nu = 0$  i  $\nu = 5$ :

$$\frac{0.002 - 0.004}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{15} = 0.0038$

Igual ens passa per la  $\delta_{16}$ :

$$\frac{0.002 - 0.003}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{16} = 0.0029$

Tornem a la fórmula de B1 substituint els valors:

$$B_1 = -2 \left[ \frac{n-1}{n} \delta_{12} + \frac{n-2}{n} \delta_{13} + \frac{n-3}{n} \delta_{14} + \dots + \frac{1}{n} \delta_{1n} \right]$$

$$= -2 \left[ \frac{5}{6} * 0.07 + \frac{4}{6} * 0.016 + \frac{3}{6} * 0.0068 + \frac{2}{6} * 0.0038 + \frac{1}{6} * 0.0029 \right] = -0.1483$$

Per acabar fem el càlcul de l'increment d'inductància amb la primera fórmula [3]:

$$\Delta L_e = 0.01257na(A_1 + B_1) = 0.01257 * 6 \text{ espíres} * 23.4 \text{ cm} * (0.41 - 0.1483) = 0.462 \mu H$$

Així el valor final de la bobina emissora amb la primera fórmula és:

$$L_{eq} = L_e \pm \Delta L_e = 42.02 \pm 0.462 \mu H$$

**Càlcul inductància bobina receptora:**

$$b = w = 0.15 \text{ cm}$$

$$c = nD = 6 \text{ espíres} * 0.3 \text{ cm} = 1.8 \text{ cm}$$

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n+1)D = \frac{45 \text{ cm}}{2} + \frac{1}{2} * (6 \text{ espíres} + 1) * 0.3 \text{ cm} = 23.55 \text{ cm}$$

$$\frac{c}{2a} = \frac{1.8 \text{ cm}}{2 * 23.55 \text{ cm}} = 0.034$$

$$\frac{b}{c} = \frac{0.15 \text{ cm}}{1.8 \text{ cm}} = 0.083$$

Com en el cas de la bobina emissora, anem a la taula A amb els valors calculats i hem d'interpol·lar: pel valor de  $\frac{c}{2a}$  entre 0.025 i 0.05 i dins de cada taula pels valors de  $\frac{b}{c}$  entre 0 i 0.1 on trobem els valors de  $K'$ .

Per tant, en la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.025$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $K' = 0$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $K' = 0.0071$ , interpolem:

$$\frac{0.0071 - 0}{0.1 - 0} = \frac{0.0071 - x}{0.1 - 0.083}$$

I tenim llavors:

$$K' = 0.0059$$

En la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.05$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $K' = 0$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $K' = 0.0121$ , interpolem:

$$\frac{0.0121 - 0}{0.1 - 0} = \frac{0.0121 - x}{0.1 - 0.083}$$

I obtenim:

$$K' = 0.0101$$

Finalment interpolem entre els valors per saber el definitiu  $K'$  per  $\frac{c}{2a} = 0.034$ :

$$\frac{0.0101 - 0.0059}{0.05 - 0.025} = \frac{0.0101 - x}{0.05 - 0.034}$$

Obtenim:

$$K' = 0.0074$$

Substituint els valors a la fórmula principal [1]:

$$L_r = 0.002\pi^2 \left(\frac{2a}{b}\right) n^2 a K' = 0.002\pi^2 * \left(\frac{2 * 23.55 \text{ cm}}{0.15 \text{ cm}}\right) * 6 \text{ espires}^2 * 23.55 \text{ cm} * 0.0074 = 38.88 \mu H$$

Al ser de les mateixes mides pràcticament el valor de  $A_1$  i  $B_1$  coincideixen amb la bobina emissora.

Per corregir la fórmula utilitzem els valors de  $A_1$  i  $B_1$  de la fórmula [3]:

$$\nu = \frac{\omega}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$\tau = \frac{t}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$A_1 = \log_e \frac{\nu + 1}{\nu + \tau} = \log_e \frac{0.5 + 1}{0.5 + 0.5} = 0.41$$

Per  $B_1$  agafem els valors de la taula B per  $\delta$ , per això també haurem d'interpol·lar:

Amb  $\nu = 0.5$  i  $\tau = 0.5$  tenim  $\delta_{12} = 0.070$

Interpolem entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  per la  $\delta_{13}$ :

$$\frac{0.014 - 0.019}{0.6 - 0.3} = \frac{0.014 - x}{0.6 - 0.5}$$

Ens dona un valor de  $\delta_{13} = 0.016$

Fem una doble interpolació, primer pels valors d'entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  quan  $\nu = 0$ :

$$\frac{0.006 - 0.009}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.007$

I per  $\nu = 1$ :

$$\frac{0.006 - 0.008}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.0066$

Finalment interpolem pels valors de  $\nu$ :

$$\frac{0.0066 - 0.007}{1 - 0} = \frac{0.006 - x}{1 - 0.5}$$

Així tenim un valor definitiu de  $\delta_{14} = 0.0068$

Pel valor de  $\delta_{15}$ , haurem de tornar a interpolar entre els valors  $\nu = 0$  i  $\nu = 5$ :

$$\frac{0.002 - 0.004}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{15} = 0.0038$

Igual ens passa per la  $\delta_{16}$ :

$$\frac{0.002 - 0.003}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{16} = 0.0029$

Tornem a la fórmula de B1 substituint els valors:

$$B_1 = -2 \left[ \frac{n-1}{n} \delta_{12} + \frac{n-2}{n} \delta_{13} + \frac{n-3}{n} \delta_{14} + \dots + \frac{1}{n} \delta_{1n} \right]$$

$$= -2 \left[ \frac{5}{6} * 0.07 + \frac{4}{6} * 0.016 + \frac{3}{6} * 0.0068 + \frac{2}{6} * 0.0038 + \frac{1}{6} * 0.0029 \right] = -0.1483$$

Per acabar fem el càlcul del increment de inductància amb la primera fórmula [3]:

$$\Delta L_r = 0.01257 n a (A_1 + B_1) = 0.01257 * 6 \text{ espíres} * 23.55 \text{ cm} * (0.41 - 0.1483) = 0.465 \mu H$$

Així el valor final de la bobina emissora amb la primera formula és:

$$L_{rq} = L_r \pm \Delta L_r = 38.88 \pm 0.465 \mu H$$

## Formula 2

### Càlcul inductància bobina emissora:

$$b = w = 0.15 \text{ cm}$$

$$c = nD = 6 \text{ espíres} * 0.3 \text{ cm} = 1.8 \text{ cm}$$

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n+1)D = \frac{44.7 \text{ cm}}{2} + \frac{1}{2} * (6 \text{ espíres} + 1) * 0.3 \text{ cm} = 23.4 \text{ cm}$$

$$\frac{c}{2a} = \frac{1.8 \text{ cm}}{2 * 23.4 \text{ cm}} = 0.038$$

$$\frac{b}{c} = \frac{0.15 \text{ cm}}{1.8 \text{ cm}} = 0.083$$

Anem a la taula A amb els valors calculats i hem d'interpolar: pel valor de  $\frac{c}{2a}$  entre 0.025 i 0.05 i dins de cada taula pels valors de  $\frac{b}{c}$  entre 0 i 0.1 on trobem els valors de  $P'$ .

Per tant, en la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.025$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $P' = 57.5$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $P' = 56.27$ , interpolem:

$$\frac{56.27 - 57.5}{0.1 - 0} = \frac{56.27 - x}{0.1 - 0.083}$$

I tenim llavors:

$$P' = 56.48$$

En la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.05$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $P' = 48.79$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $P' = 47.57$ , interpolem:

$$\frac{47.57 - 48.79}{0.1 - 0} = \frac{47.57 - x}{0.1 - 0.083}$$

I obtenim:

$$P' = 47.78$$

Finalment interpolem entre els valors per saber el definitiu  $P'$  per  $\frac{c}{2a} = 0.038$ :

$$\frac{47.78 - 56.48}{0.05 - 0.025} = \frac{47.78 - x}{0.05 - 0.038}$$

Obtenim:

$$P' = 51.96$$

Substituint els valors a la fórmula principal [2]:

$$Le = 0.001n^2aP' = 0.001 * 6 \text{ espises}^2 * 23.4 * 51.96 = 43.77 \mu H$$

La següent part del càlcul és exactament igual que en el cas de la fórmula 1.

Per corregir la fórmula utilitzem els valors de  $A_1$  i  $B_1$  de la fórmula [3]:

$$\nu = \frac{\omega}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$\tau = \frac{t}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$A_1 = \log_e \frac{\nu + 1}{\nu + \tau} = \log_e \frac{0.5 + 1}{0.5 + 0.5} = 0.41$$

Per  $B_1$  agafem els valors de la taula B per  $\delta$ , per això també haurem d'interpolar:

Amb  $\nu = 0.5$  i  $\tau = 0.5$  tenim  $\delta_{12} = 0.070$

Interpolem entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  per la  $\delta_{13}$ :

$$\frac{0.014 - 0.019}{0.6 - 0.3} = \frac{0.014 - x}{0.6 - 0.5}$$

Ens dona un valor de  $\delta_{13} = 0.016$

Fem una doble interpolació, primer pels valors d'entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  quan  $\nu = 0$ :

$$\frac{0.006 - 0.009}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.007$

I per  $\nu = 1$ :

$$\frac{0.006 - 0.008}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.0066$



Finalment interpolem pels valors de  $\nu$ :

$$\frac{0.0066 - 0.007}{1 - 0} = \frac{0.006 - x}{1 - 0.5}$$

Així tenim un valor definitiu de  $\delta_{14} = 0.0068$

Pel valor de  $\delta_{15}$ , haurem de tornar a interpolar entre els valors  $\nu = 0$  i  $\nu = 5$ :

$$\frac{0.002 - 0.004}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{15} = 0.0038$

Igual ens passa per la  $\delta_{16}$ :

$$\frac{0.002 - 0.003}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{16} = 0.0029$

Tornem a la fórmula de B1 substituint els valors:

$$B_1 = -2 \left[ \frac{n-1}{n} \delta_{12} + \frac{n-2}{n} \delta_{13} + \frac{n-3}{n} \delta_{14} + \dots + \frac{1}{n} \delta_{1n} \right]$$

$$= -2 \left[ \frac{5}{6} * 0.07 + \frac{4}{6} * 0.016 + \frac{3}{6} * 0.0068 + \frac{2}{6} * 0.0038 + \frac{1}{6} * 0.0029 \right] = -0.1483$$

Per acabar fem el càlcul de l'increment d'inductància amb la fórmula [3]:

$$\Delta L_e = 0.01257na(A_1 + B_1) = 0.01257 * 6 \text{ espises} * 23.4 \text{ cm} * (0.41 - 0.1483) = 0.462 \mu H$$

Així el valor final de la bobina emissora amb la segona fórmula és:

$$L_{eq} = L_e \pm \Delta L_e = 43.77 \pm 0.462 \mu H$$

**Càlcul inductància bobina receptora:**

$$b = w = 0.15 \text{ cm}$$

$$c = nD = 6 \text{ espises} * 0.3 \text{ cm} = 1.8 \text{ cm}$$

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n+1)D = \frac{45 \text{ cm}}{2} + \frac{1}{2} * (6 \text{ espises} + 1) * 0.3 \text{ cm} = 23.55 \text{ cm}$$

$$\frac{c}{2a} = \frac{1.8 \text{ cm}}{2 * 23.55 \text{ cm}} = 0.034$$

$$\frac{b}{c} = \frac{0.15 \text{ cm}}{1.8 \text{ cm}} = 0.083$$

Com en el cas de la bobina emissora, anem a la taula A amb els valors calculats i hem d'interpol·lar: pel valor de  $\frac{c}{2a}$  entre 0.025 i 0.05 i dins de cada taula pels valors de  $\frac{b}{c}$  entre 0 i 0.1 on trobem els valors de  $p'$ .

Per tant, en la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.025$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $P' = 57.5$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $P' = 56.27$ , interpolem:

$$\frac{56.27 - 57.5}{0.1 - 0} = \frac{56.27 - x}{0.1 - 0.083}$$

I tenim llavors:

$$P' = 56.48$$

En la taula de  $\frac{c}{2a} = 0.05$  i per  $\frac{b}{c} = 0$  tenim  $P' = 48.79$  i per  $\frac{b}{c} = 0.1$  tenim  $P' = 47.57$ , interpolem:

$$\frac{47.57 - 48.79}{0.1 - 0} = \frac{47.57 - x}{0.1 - 0.083}$$

I obtenim:

$$P' = 47.78$$

Finalment interpolem entre els valors per saber el definitiu  $P'$  per  $\frac{c}{2a} = 0.034$ :

$$\frac{47.78 - 56.48}{0.05 - 0.025} = \frac{47.78 - x}{0.05 - 0.034}$$

Obtenim:

$$P' = 53.35$$

Substituint els valors a la fórmula principal [2]:

$$Lr = 0.001n^2aP' = 0.001 * 6 \text{ espiras}^2 * 23.55 * 53.35 = 45.23 \mu H$$

Al ser de les mateixes mides pràcticament, el valor de A1 i B1 coincideixen amb la bobina emissora, igual que en el cas de la fórmula 1 [1].

Per corregir la fórmula utilitzem els valors de A1 i B1 de la fórmula [3]:

$$\nu = \frac{\omega}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$\tau = \frac{t}{D} = \frac{0.15 \text{ cm}}{0.3 \text{ cm}} = 0.5$$

$$A_1 = \log_e \frac{\nu + 1}{\nu + \tau} = \log_e \frac{0.5 + 1}{0.5 + 0.5} = 0.41$$

Per B1 agafem els valors de la taula B per  $\delta$ , per això també haurem d'interpolar:

Amb  $\nu = 0.5$  i  $\tau = 0.5$  tenim  $\delta_{12} = 0.070$

Interpolem entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  per la  $\delta_{13}$ :

$$\frac{0.014 - 0.019}{0.6 - 0.3} = \frac{0.014 - x}{0.6 - 0.5}$$

Ens dona un valor de  $\delta_{13} = 0.016$

Fem una doble interpolació, primer pels valors d'entre  $\tau = 0.3$  i  $\tau = 0.6$  quan  $\nu = 0$ :

$$\frac{0.006 - 0.009}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.007$

I per  $v = 1$ :

$$\frac{0.006 - 0.008}{0.6 - 0.3} = \frac{0.006 - x}{0.6 - 0.5}$$

On tenim un valor de  $\delta_{14} = 0.0066$

Finalment interpolem pels valors de  $v$ :

$$\frac{0.0066 - 0.007}{1 - 0} = \frac{0.006 - x}{1 - 0.5}$$

Així tenim un valor definitiu de  $\delta_{14} = 0.0068$

Pel valor de  $\delta_{15}$ , haurem de tornar a interpolar entre els valors  $v = 0$  i  $v = 5$ :

$$\frac{0.002 - 0.004}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{15} = 0.0038$

Igual ens passa per la  $\delta_{16}$ :

$$\frac{0.002 - 0.003}{5 - 0} = \frac{0.002 - x}{5 - 0.5}$$

On  $\delta_{16} = 0.0029$

Tornem a la fórmula de B1 substituint els valors:

$$\begin{aligned} B_1 &= -2 \left[ \frac{n-1}{n} \delta_{12} + \frac{n-2}{n} \delta_{13} + \frac{n-3}{n} \delta_{14} + \dots + \frac{1}{n} \delta_{1n} \right] \\ &= -2 \left[ \frac{5}{6} * 0.07 + \frac{4}{6} * 0.016 + \frac{3}{6} * 0.0068 + \frac{2}{6} * 0.0038 + \frac{1}{6} * 0.0029 \right] = -0.1483 \end{aligned}$$

Per acabar fem el càlcul de l'increment d'inductància amb la fórmula [3]:

$$\Delta L_r = 0.01257na(A_1 + B_1) = 0.01257 * 6 \text{ espires} * 23.55 \text{ cm} * (0.41 - 0.1483) = 0.465 \mu H$$

Així el valor final de la bobina emissora amb la segona fórmula és:

$$L_{rq} = L_r \pm \Delta L_r = 45.23 \pm 0.465 \mu H$$

## Taules càlculs teòrics

TAULA A:

$\frac{c}{2a} = 0.025$											
$\frac{b}{c}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$	$\frac{c}{b}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$
0.....	0	0	0	57.50	1.0000	0.....	1.0000	0.9835	0.0165	0	0
0.1.....	0.0109	0.0071	0.0038	56.27	0.9787	0.1.....	0.3654	.3498	.0156	27.62	0.4803
.2.....	.0197	.0140	.0057	55.17	.9596	.2.....	.2366	.2219	.0147	35.04	.6094
.3.....	.0276	.0206	.0070	54.17	.9421	.3.....	.1790	.1650	.0140	39.08	.6798
.4.....	.0350	.0270	.0080	53.24	.9260	.4.....	.1457	.1322	.0135	41.75	.7252
.5.....	.0419	.0332	.0088	52.38	.9110	.5.....	.1236	.1107	.0129	43.68	.7597
.6.....	.0486	.0392	.0094	51.57	.8969	.6.....	.1078	.0953	.0125	45.16	.7854
.7.....	.0549	.0450	.0099	50.81	.8837	.7.....	.0959	.0838	.0121	46.33	.8059
.8.....	.0611	.0508	.0103	50.09	.8712	.8.....	.0866	.0749	.0117	47.29	.8225
.9.....	.0670	.0563	.0107	49.41	.8594	.9.....	.0790	.0677	.0114	48.09	.8364
1.0.....	.0728	.0618	.0110	48.77	.8482	1.0.....	.0728	.0618	.0110	48.77	.8482

$\frac{c}{2a} = 0.05$											
$\frac{b}{c}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$	$\frac{c}{b}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$
0.....	0	0	0	48.79	1.0000	0.....	1.0000	0.9675	0.0325	0	0
0.1.....	0.0197	0.0121	0.0076	47.57	0.9749	0.1.....	0.5255	.4947	.0308	19.53	0.4002
.2.....	.0350	.0235	.0114	46.47	.9524	.2.....	.3654	.3361	.0293	26.54	.5439
.3.....	.0486	.0346	.0140	45.47	.9318	.3.....	.2854	.2574	.0280	30.48	.6247
.4.....	.0611	.0451	.0160	44.54	.9128	.4.....	.2366	.2097	.0269	33.11	.6786
.5.....	.0728	.0553	.0175	43.68	.8951	.5.....	.2033	.1774	.0259	35.02	.7178
.6.....	.0839	.0651	.0188	42.87	.8786	.6.....	.1790	.1540	.0250	36.49	.7478
.7.....	.0945	.0747	.0198	42.11	.8630	.7.....	.1604	.1362	.0242	37.65	.7717
.8.....	.1046	.0839	.0207	41.40	.8484	.8.....	.1457	.1222	.0234	38.61	.7912
.9.....	.1143	.0928	.0215	40.72	.8345	.9.....	.1336	.1109	.0227	39.40	.8075
1.0.....	.1236	.1015	.0221	40.08	.8214	1.0.....	.1236	.1015	.0221	40.08	.8214

$\frac{c}{2a} = 0.1$											
$\frac{b}{c}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$	$\frac{c}{b}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$
0.....	0	0	0	40.11	1.0000	0.....	1.0000	0.9367	0.0633	0	0
0.1.....	0.0350	0.0197	0.0153	38.89	0.9695	0.1.....	0.6884	.6276	.0608	12.39	0.3088
.2.....	.0611	.0383	.0228	37.79	.9422	.2.....	.5255	.4674	.0581	18.45	.4600
.3.....	.0839	.0559	.0280	36.79	.9172	.3.....	.4292	.3735	.0557	22.12	.5514
.4.....	.1046	.0727	.0319	35.86	.8941	.4.....	.3654	.3119	.0535	24.63	.6140
.5.....	.1236	.0887	.0349	35.00	.8727	.5.....	.3198	.2682	.0516	26.48	.6600
.6.....	.1414	.1040	.0374	34.20	.8527	.6.....	.2854	.2356	.0498	27.90	.6957
.7.....	.1581	.1186	.0395	33.45	.8339	.7.....	.2584	.2102	.0482	29.05	.7242
.8.....	.1739	.1327	.0413	32.74	.8162	.8.....	.2366	.1899	.0467	29.98	.7475
.9.....	.1890	.1462	.0428	32.07	.7995	.9.....	.2185	.1732	.0453	30.77	.7671
1.0.....	.2033	.1593	.0441	31.44	.7837	1.0.....	.2033	.1593	.0441	31.44	.7837

$\frac{c}{2a} = 0.2$											
$\frac{b}{c}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$	$\frac{c}{b}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$
0.....	0	0	0	31.50	1.0000	0.....	1.0000	0.8800	0.1200	0	0
0.1.....	0.0611	0.0307	0.0304	30.28	0.9612	0.1.....	0.8181	.7012	.1170	6.92	0.2197
.2.....	.1046	.0592	.0454	29.19	.9266	.2.....	.6884	.5753	.1131	11.36	.3608
.3.....	.1414	.0857	.0557	28.19	.8950	.3.....	.5950	.4863	.1088	14.40	.4571
.4.....	.1739	.1106	.0634	27.28	.8660	.4.....	.5255	.4204	.1051	16.60	.5269
.5.....	.2033	.1339	.0694	26.43	.8391	.5.....	.4719	.3703	.1016	18.27	.5801
.6.....	.2302	.1559	.0743	25.64	.8141	.6.....	.4292	.3310	.0982	19.60	.6222
.7.....	.2550	.1766	.0784	24.91	.7907	.7.....	.3944	.2992	.0952	20.67	.6563
.8.....	.2781	.1963	.0818	24.22	.7688	.8.....	.3654	.2731	.0923	21.56	.6845
.9.....	.2996	.2149	.0847	23.57	.7482	.9.....	.3409	.2512	.0897	22.31	.7083
1.0.....	.3198	.2326	.0872	22.95	.7287	1.0.....	.3198	.2326	.0872	22.95	.7287

$\frac{c}{2a} = 0.3$											
$\frac{b}{c}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$	$\frac{c}{b}$	$K$	$K'$	$k$	$P'$	$f$
0.....	0	0	0	26.56	1.0000	0.....	1.0000	0.8300	0.1700	0	0
0.1.....	0.0839	0.0386	0.0453	25.34	0.9541	0.1.....	0.8722	.7051	.1671	4.64	0.1747
.2.....	.1414	.0737	.0677	24.26	.9133	.2.....	.7699	.6069	.1630	7.99	.3007
.3.....	.1890	.1061	.0829	23.27	.8762	.3.....	.6884	.5301	.1583	10.46	.3940
.4.....	.2302	.1360	.0942	22.37	.8423	.4.....	.6230	.4697	.1533	12.36	.4654
.5.....	.2667	.1637	.1030	21.54	.8111	.5.....	.5697	.4210	.1487	13.85	.5215
.6.....	.2996	.1894	.1102	20.77	.7822	.6.....	.5255	.3813	.1442	15.05	.5668
.7.....	.3295	.2134	.1160	20.06	.7554	.7.....	.4883	.3483	.1400	16.04	.6041
.8.....	.3568	.2358	.1210	19.40	.7303	.8.....	.4566	.3206	.1360	16.87	.6353
.9.....	.3820	.2568	.1252	18.77	.7068	.9.....	.4292	.2969	.1323	17.58	.6619
1.0.....	.4053	.2764	.1288	18.19	.6848	1.0.....	.4053	.2764	.1288	18.19	.6848

$\frac{c}{2a}=0.4$											
	0	0	0	23.15	1.0000	0	1.0000	0.7867	0.2133	0	0
0.1	0.1046	0.0445	0.0601	21.93	0.9474	0.1	0.9016	.6907	.2109	3.41	0.1472
0.2	.1739	.0845	.0894	20.86	.9010	0.2	.8181	.6110	.2071	6.03	.2604
0.3	.2302	.1209	.1093	19.89	.8591	0.3	.7478	.5453	.2024	8.07	.3487
0.4	.2781	.1541	.1240	19.01	.8210	0.4	.6884	.4912	.1973	9.70	.4183
0.5	.3198	.1844	.1354	18.20	.7861	0.5	.6381	.4465	.1916	11.02	.4759
0.6	.3568	.2122	.1446	17.45	.7540	0.6	.5950	.4084	.1866	12.09	.5224
0.7	.3900	.2379	.1521	16.77	.7243	0.7	.5579	.3761	.1818	12.99	.5612
0.8	.4199	.2615	.1584	16.13	.6968	0.8	.5255	.3485	.1770	13.76	.5944
0.9	.4470	.2834	.1637	15.54	.6712	0.9	.4971	.3246	.1725	14.42	.6227
1.0	.4719	.3036	.1683	14.99	.6474	1.0	.4719	.3036	.1683	14.99	.6474

$\frac{c}{2a}=0.5$											
	0	0	0	20.60	1.0000	0	1.0000	0.7500	0.2500	0	0
0.1	0.1236	0.0491	0.0745	19.39	0.9412	0.1	0.9201	.6717	.2484	2.65	0.1287
0.2	.2033	.0928	.1105	18.32	.8894	0.2	.8498	.6045	.2453	4.77	.2317
0.3	.2667	.1320	.1347	17.37	.8431	0.3	.7885	.5475	.2410	6.48	.3147
0.4	.3198	.1673	.1526	16.51	.8013	0.4	.7351	.4990	.2361	7.88	.3825
0.5	.3654	.1991	.1663	15.72	.7632	0.5	.6884	.4576	.2308	9.03	.4385
0.6	.4053	.2281	.1772	15.01	.7284	0.6	.6475	.4223	.2252	10.00	.4856
0.7	.4405	.2544	.1861	14.35	.6965	0.7	.6115	.3916	.2199	10.82	.5253
0.8	.4719	.2785	.1934	13.74	.6672	0.8	.5795	.3649	.2147	11.52	.5594
0.9	.5000	.3005	.1995	13.18	.6399	0.9	.5511	.3415	.2096	12.13	.5890
1.0	.5255	.3208	.2047	12.66	.6148	1.0	.5255	.3208	.2047	12.66	.6148

$\frac{c}{2a}=0.6$											
$\frac{b}{c}$	$K'$	$K''$	$k$	$P'$	$f$	$\frac{c}{b}$	$K'$	$K''$	$k$	$P'$	$f$
0	0	0	0	18.61	1.0000	0	1.0000	0.7200	0.2800	0	0
0.1	0.1414	0.0529	0.0885	17.41	0.9351	0.1	0.9327	.6533	.2795	2.15	0.1155
0.2	.2302	.0994	.1308	16.35	.8785	0.2	.8722	.5949	.2773	3.91	.2103
0.3	.2996	.1406	.1590	15.42	.8282	0.3	.8181	.5443	.2739	5.37	.2886
0.4	.3568	.1772	.1796	14.58	.7831	0.4	.7699	.5004	.2695	6.58	.3537
0.5	.4053	.2100	.1953	13.82	.7424	0.5	.7269	.4624	.2645	7.61	.4066
0.6	.4470	.2394	.2076	13.13	.7054	0.6	.6884	.4293	.2592	8.47	.4552
0.7	.4835	.2660	.2175	12.50	.6717	0.7	.6540	.4003	.2536	9.22	.4953
0.8	.5156	.2901	.2255	11.93	.6409	0.8	.6230	.3747	.2483	9.86	.5298
0.9	.5442	.3119	.2323	11.40	.6124	0.9	.5950	.3520	.2430	10.42	.5600
1.0	.5697	.3319	.2378	10.92	.5865	1.0	.5697	.3319	.2378	10.92	.5865

$\frac{c}{2a}=0.7$											
	0	0	0	17.03	1.0000	0	1.0000	0.6967	0.3033	0	0
0.1	0.1581	0.0561	0.1020	15.83	0.9293	0.1	0.9419	.6379	.3040	1.80	0.1056
0.2	.2550	.1049	.1501	14.79	.8683	0.2	.8828	.5858	.3031	3.30	.1940
0.3	.3295	.1476	.1819	13.87	.8143	0.3	.8406	.5399	.3007	4.57	.2682
0.4	.3899	.1851	.2048	13.05	.7664	0.4	.7968	.4996	.2972	5.64	.3309
0.5	.4405	.2185	.2220	12.32	.7234	0.5	.7571	.4642	.2929	6.54	.3843
0.6	.4835	.2481	.2354	11.66	.6847	0.6	.7211	.4330	.2881	7.33	.4302
0.7	.5206	.2747	.2459	11.07	.6497	0.7	.6884	.4054	.2830	8.00	.4699
0.8	.5530	.2986	.2544	10.52	.6179	0.8	.6597	.3809	.2777	8.59	.5046
0.9	.5815	.3201	.2614	10.03	.5888	0.9	.6315	.3591	.2724	9.11	.5351
1.0	.6067	.3395	.2672	9.58	.5621	1.0	.6067	.3395	.2672	9.58	.5621

$\frac{c}{2a}=0.8$											
	0	0	0	15.76	1.0000	0	1.0000	0.6800	0.3200	0	0
0.1	0.1739	0.0590	0.1149	14.56	0.9238	0.1	0.9489	.6268	.3221	1.525	0.0968
0.2	.2781	.1097	.1684	13.53	.8586	0.2	.9017	.5791	.3225	2.86	.1813
0.3	.3568	.1536	.2032	12.63	.8017	0.3	.8581	.5368	.3213	3.97	.2521
0.4	.4199	.1920	.2279	11.84	.7515	0.4	.8181	.4992	.3189	4.93	.3125
0.5	.4719	.2257	.2462	11.14	.7068	0.5	.7814	.4658	.3156	5.75	.3647
0.6	.5156	.2555	.2601	10.51	.6668	0.6	.7478	.4362	.3116	6.46	.4098
0.7	.5530	.2820	.2710	9.94	.6308	0.7	.7168	.4098	.3070	7.08	.4491
0.8	.5852	.3056	.2796	9.42	.5981	0.8	.6884	.3862	.3022	7.62	.4838
0.9	.6134	.3268	.2866	8.96	.5684	0.9	.6623	.3650	.2973	8.10	.5143
1.0	.6381	.3457	.2924	8.53	.5413	1.0	.6381	.3457	.2924	8.53	.5413



$\frac{c}{2a} = 0.9$											
0.....	0	0	0	14.74	1.0000	0.....	1.0000	0.6700	0.3300	0	0
0.1.....	0.1890	0.0617	0.1272	13.54	0.9187	0.1.....	0.9544	.6207	.3337	1.36	0.0924
.2.....	.2996	.1142	.1854	12.53	.8497	.2.....	.9118	.5762	.3356	2.53	.1715
.3.....	.3820	.1594	.2226	11.65	.7905	.3.....	.8722	.5364	.3359	3.53	.2394
.4.....	.4470	.1986	.2484	10.88	.7388	.4.....	.8355	.5007	.3347	4.39	.2980
.5.....	.5000	.2328	.2672	10.21	.6929	.5.....	.8014	.4689	.3326	5.14	.3488
.6.....	.5442	.2627	.2814	9.60	.6516	.6.....	.7699	.4404	.3295	5.80	.3932
.7.....	.5815	.2892	.2923	9.06	.6146	.7.....	.7407	.4149	.3258	6.37	.4321
.8.....	.6134	.3126	.3007	8.57	.5815	.8.....	.7136	.3919	.3217	6.88	.4665
.9.....	.6410	.3336	.3074	8.13	.5517	.9.....	.6884	.3712	.3172	7.33	.4971
1.0.....	.6650	.3524	.3126	7.73	.5244	1.0.....	.6650	.3524	.3126	7.73	.5244

$\frac{c}{2a} = 1.0$											
0.....	0	0	0	13.94	1.0000	0.....	1.0000	0.6667	0.3333	0	0
0.1.....	0.2033	0.0645	0.1388	12.74	0.9136	0.1.....	.9588	.6200	.3388	1.22	0.0878
.2.....	.3198	.1189	.2009	11.74	.8421	.2.....	.9201	.5778	.3423	2.28	.1636
.3.....	.4053	.1654	.2399	10.88	.7807	.3.....	.8838	.5397	.3441	3.20	.2293
.4.....	.4719	.2055	.2664	10.14	.7274	.4.....	.8498	.5054	.3445	3.99	.2863
.5.....	.5255	.2403	.2852	9.48	.6805	.5.....	.8181	.4746	.3436	4.68	.3360
.6.....	.5697	.2707	.2990	8.90	.6386	.6.....	.7885	.4469	.3417	5.29	.3797
.7.....	.6067	.2972	.3095	8.38	.6012	.7.....	.7609	.4219	.3390	5.83	.4182
.8.....	.6381	.3207	.3174	7.91	.5676	.8.....	.7351	.3993	.3358	6.31	.4524
.9.....	.6650	.3416	.3234	7.49	.5375	.9.....	.7110	.3789	.3321	6.73	.4829
1.0.....	.6884	.3603	.3281	7.11	.5102	1.0.....	.6884	.3603	.3281	7.11	.5102

TAULA B:

$\nu$	Values of $\delta_{12}$						$\nu$	Values of $\delta_{13}$			
	$\tau=0$	0.1	0.3	0.5	0.7	0.9		$\tau=0$	0.3	0.6	0.9
0.....	0.114	0.113	0.106	0.092	0.068	0.030	0.....	0.022	0.020	0.014	0.004
0.5.....	.090	.089	.083	.070	.049	.020	0.5.....	.021	.019	.014	.004
1.0.....	.064	.064	.059	.050	.034	.013	1.0.....	.019	.018	.013	.004
1.5.....	.047	.047	.043	.036	.025	.009	2.0.....	.015	.015	.010	.003
2.0.....	.035	.035	.032	.027	.018	.007	4.0.....	.008	.008	.005	.002
3.0.....	.022	.022	.020	.017	.011	.004	6.0.....	.005	.005	.004	.001
4.0.....	.015	.015	.014	.012	.008	.003	10.0.....	.003	.003	.002	.000
6.0.....	.008	.008	.008	.006	.004	.002					
8.0.....	.006	.006	.005	.004	.003	.001					
10.0.....	.004	.004	.004	.003	.002	.001					

$\nu$	Values of $\delta_{14}$				$\nu$	Values of $\delta_{15}$			
	$\tau=0$	0.3	0.6	0.9		$\tau=0$	0.1	0.5	0.9
0.....	0.009	0.009	0.006	0.002	0.....	0.005	0.005	0.004	0.001
1.....	.009	.008	.006	.002	5.....	.003	.003	.002	.001
3.....	.007	.006	.004	.001	10.....	.002	.002	.001	.000
5.....	.004	.004	.003	.001					
10.....	.002	.002	.001	.000					

<sup>a</sup> The maximum values of the  $\delta$ 's of higher order are 0.001 or less.

$\nu$	Values of $\delta_{16}$			$\nu$	Values of $\delta_{17}$			$\nu$	Values of $\delta_{18}$		
	$\tau=0$ and 0.1	0.5	0.9		$\tau=0$ and 0.1	0.5	0.9		$\tau=0$ and 0.1	0.5	0.9
0.....	0.003	0.003	0.001	0.....	0.002	0.002	0.001	0.....	0.002	0.001	0.000
5.....	.002	.002	.000	5.....	.002	.001	.000	5.....	.001	.001	.000
10.....	.001	.001	.000	10.....	.001	.001	.000	10.....	.001	.001	.000

## Càlculs coeficient acoblament

Apliquem la fórmula [8] per saber el valor final d'acoblament per a cada cas:

$$K = \frac{L1 * |V_o/V_p|}{\sqrt{L1 * L2}}$$

- Coeficient d'acoblament a 250 mm d'altura i concèntriques:

- 50 kHz:

$$K = \frac{40.3\mu H * |0.484V/5.24V|}{\sqrt{40.3\mu H * 40\mu H}} = 0.093$$

- 100 kHz:

$$K = \frac{40.2\mu H * |0.888V/9.52V|}{\sqrt{40.2\mu H * 40\mu H}} = 0.094$$

- 200 kHz:

$$K = \frac{40.2\mu H * |1.38V/14.6V|}{\sqrt{40.2\mu H * 39.9\mu H}} = 0.095$$

- Coeficient d'acoblament a 200 mm d'altura i concèntriques:

- 50 kHz:

$$K = \frac{41.6\mu H * |0.66V/5.32V|}{\sqrt{41.6\mu H * 41\mu H}} = 0.125$$

- 100 kHz:

$$K = \frac{41.6\mu H * |1.22V/9.6V|}{\sqrt{41.6\mu H * 40.9\mu H}} = 0.128$$

- 200 kHz:

$$K = \frac{41.7\mu H * |1.95V/15.2V|}{\sqrt{41.7\mu H * 40.8\mu H}} = 0.13$$

- Coeficient d'acoblament a 250 mm d'altura i 250 mm entre cada centre:

- 50 kHz:

$$K = \frac{41.5\mu H * |0.24V/5.32V|}{\sqrt{41.5\mu H * 40.2\mu H}} = 0.046$$

- 100 kHz:

$$K = \frac{41.6\mu H * |0.44V/9.6V|}{\sqrt{41.6\mu H * 40.1\mu H}} = 0.047$$

- 200 kHz:

$$K = \frac{41.7\mu H * |0.72V/15.2V|}{\sqrt{41.7\mu H * 40.1\mu H}} = 0.048$$

- Coeficient d'acoblament a 200 mm d'altura i 250 mm entre cada centre:

- 50 kHz:

$$K = \frac{41.7\mu H * |0.295V/5.24V|}{\sqrt{41.7\mu H * 40.1\mu H}} = 0.057$$

- 100 kHz:

$$K = \frac{41.7\mu H * |0.535V/9.52V|}{\sqrt{41.7\mu H * 40\mu H}} = 0.057$$

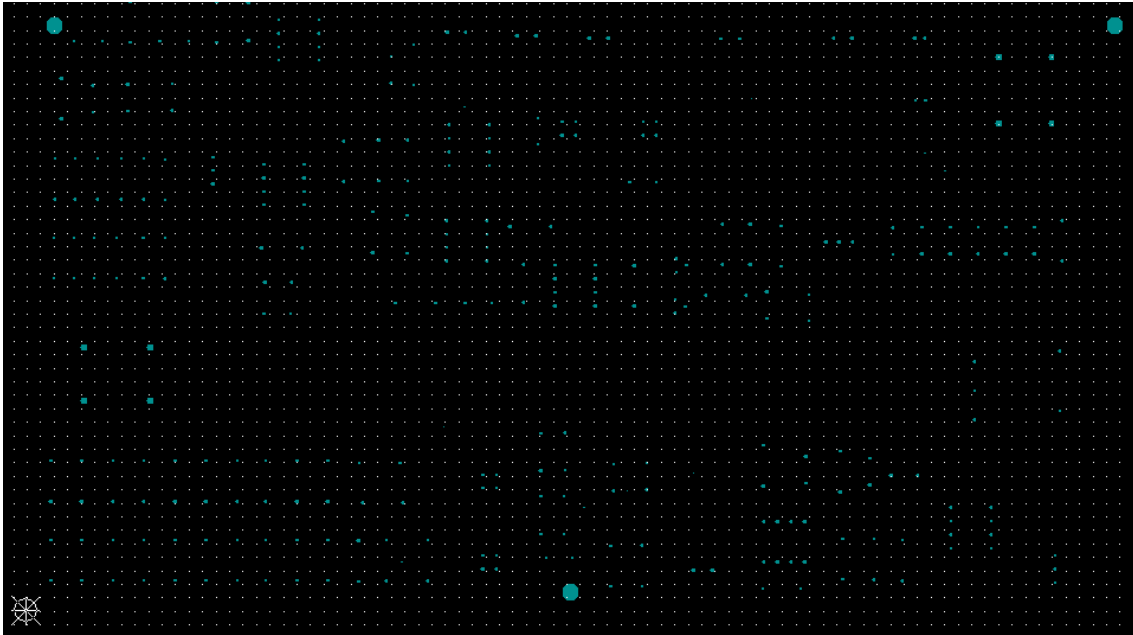
- 200 kHz:

$$K = \frac{41.8\mu H * |0.88V/15.2V|}{\sqrt{41.8\mu H * 39.9\mu H}} = 0.06$$



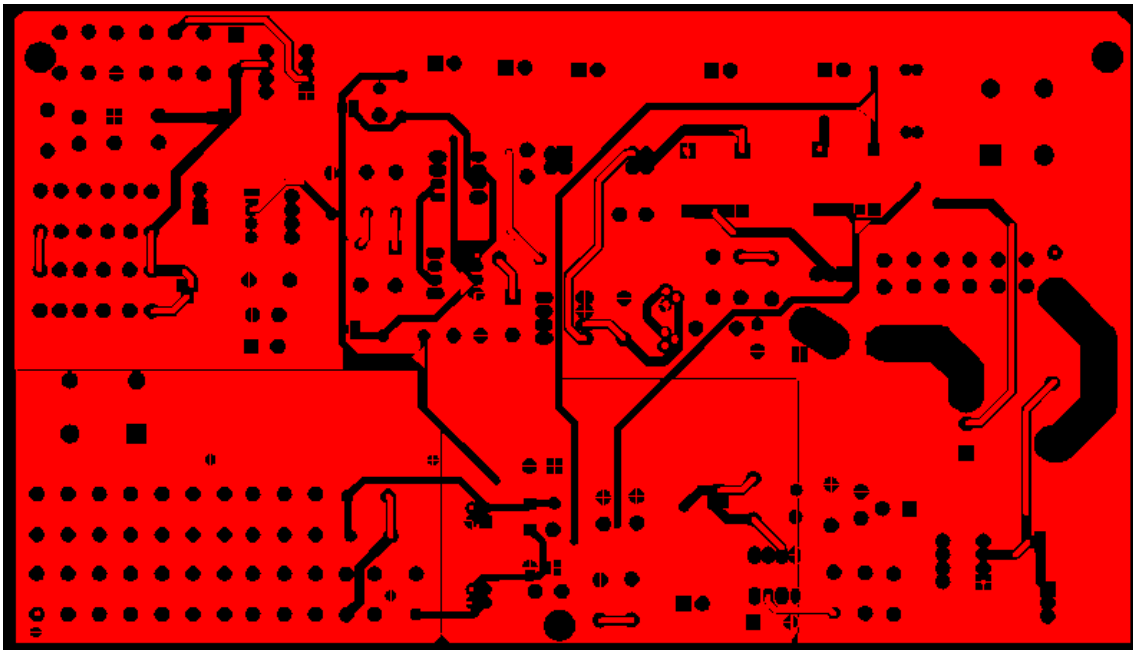
## Drills i plans PCB

Trobem el mapa de Drills de la PCB a la figura I.

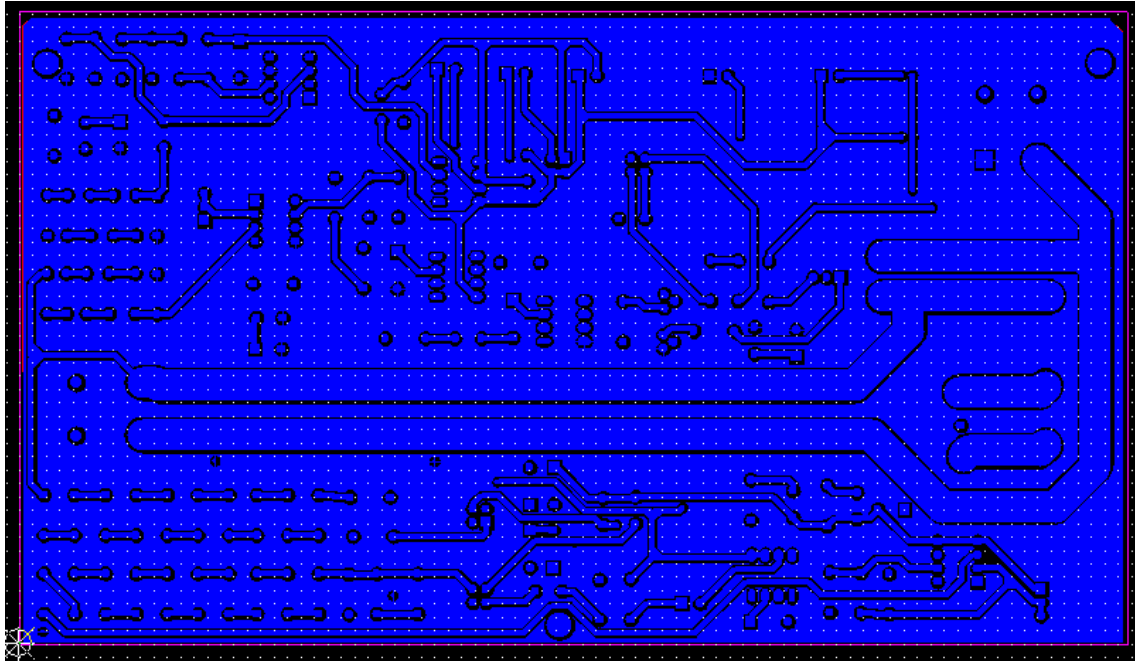


IL·LUSTRACIÓ I. MAPA DE DRILLS DE LA PCB

A continuació trobem els plans de la PCB, a la figura II de la part superior i a la figura III de la part inferior.



IL·LUSTRACIÓ II. PLANS PART SUPERIOR DE LA PCB



IL·LUSTRACIÓ III. PLANS PART INFERIOR DE LA PCB